

REPUBLIQUE ALGERIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE TECHNOLOGIE D'ORAN

MOHAMED BOUDIAF

FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

MÉMOIRE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
DOCTEUR EN SCIENCE

SPÉCIALITÉ: COMMANDES ÉLECTRIQUES

Présenté par

Mr MIHOUB Youcef

Sujet de mémoire

Commande floue adaptative de la machine asynchrone

SOUTENUE LE

8 février 2012

DEVANT LE JURY COMPOSE DE:

M A. TAEIB BRAHIM	<i>Président</i>	Professeur, USTO M.B – Oran
M. B. MAZARI	<i>Rapporteur</i>	Professeur, USTO M.B – Oran
M. S. HASSAINE	<i>Co- Rapporteur</i>	Maître de conférences, U. Tiaret
M M.K. FELLAH	<i>Examineur</i>	Professeur, U. Sidi Bel Abbas
M A. MEROUFEL	<i>Examineur</i>	Professeur, U. Sidi Bel Abbas
M A. MANSOURI	<i>Examineur</i>	Professeur, ENSET

Liste des symboles

Symbole & abréviation	Signification	Unité
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases	
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement	
(α, β)	Axes correspondant au référentiel lié au stator.	
(X, Y)	Axes correspondant au référentiel lié au rotor	
(d, q)	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.	
<i>MAS</i>	Machine asynchrone.	
<i>MCC</i>	Machine à courant continu.	
<i>FOC</i>	Contrôle par orientation du flux	
f	Fréquence de réseau	Hertz (Hz)
θ	Position du rotor par rapport au stator	Rad
θ_s	Angle électrique entre l'axe d et le stator (S) lié au stator,	Rad
θ_r	Angle électrique entre le rotor et l'axe « d »	Rad
F	Coefficient de frottement	$N.m.s^2/rad^2$
R_s	Résistance statorique	Ohm (Ω)
R_r	Résistance rotorique	Ohm (Ω)
L_s	Inductance cyclique statorique	Henry (H)
L_r	Inductance cyclique rotorique	Henry (H)
σ	Coefficient de dispersion	
$\omega_s \ \omega_r$	Pulsation statorique et rotorique	Rad/sec
$\omega_{sp} \ \omega_{rp}$	Vitesses de repère de Park par rapport au stator et par rapport au rotor	
Ω	Vitesse de rotation mécanique	tr/min
C_{em}	Couple électromécanique	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
P	Nombre de pair de pôle	
Ω_s	La vitesse de synchronisme	tr/min

Liste des symboles

Symbole & abréviation	Signification	Unité
J	Moment d'inertie	$kg.m^2$
ω	Vitesse de rotation électrique	rad/sec
M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle	Henry (H)
$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.	V
$[V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.	V
$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.	A
$[I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.	A
$[\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées	Wb
$[\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées	Wb
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.	
T_r	Constante de temps rotorique	Sec
T_s	Constante de temps statorique	Sec
$u(x)$	Degré d'appartenance	
Φ_r	Flux rotorique	Wb
Φ_s	Flux statorique	
V_{sd}	Tension statorique instantanée dans l'axe d	
V_{sq}	Tension statorique instantanée dans l'axe q	
i_{sd}	Courant statorique instantanée dans l'axe d	

Liste des symboles

Symbole & abréviation	Signification	Unité
i_{sq}	Courant statorique instantanée dans l'axe q	
Ω^*	Vitesse rotorique de référence	
Φ_r^*	Flux rotorique de référence.	
$S=d/dt$	Opérateur de Laplace	
k_p	Constante du gain intégrateur	
k_i	Constante du gain intégrateur	

Chapitre I

État de l'art sur les entraînements à vitesse variable

Figure I. 1: Schéma de base classique de la commande scalaire.....	11
Figure I. 2: Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté.....	12
Figure I. 3. Synoptique de la commande <i>DTC</i> classique 2-niveaux.	13

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

Figure II. 2 Différentes parties du moteur asynchrone.....	20
Figure II. 1 Différents types de rotors de moteur asynchrone.	20
Figure II. 3 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	22
Figure II. 4 Représentation des axes pour la transformation de Clarke.....	23
Figure II. 5 Transformation de Park, $p=1$	24
Figure II. 6 Schéma de principe de l'association <i>MAS</i> onduleur.	30
Figure II. 7 Schéma d'un onduleur de tension triphasé.	30
Figure II. 8 Représentation des tensions générées par l'onduleur.....	32
Figure II. 9 Etat des interrupteurs correspondants à chaque vecteur de tensions.	33
Figure II.10 Résultats de simulation de la modulation vectorielle.....	36
Figure II.11 Simulation de la <i>MAS</i> en boucle ouverte alimentée en tension alternative avec application de charge ($C_r = 5N.m$, à $t = 0.8s$).	36
Figure II.12 Simulation de la <i>MAS</i> en boucle ouverte alimentée par un onduleur de tension à <i>MLI</i> avec application de charge ($C_r=5N.m$ à $t=0.8s$).	37

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone

Figure III. 1 Structure générale de la commande vectorielle de la <i>MAS</i>	42
Figure III.2 Schéma bloc <i>Simulink</i> pour la boucle de régulation de vitesse avec <i>IP</i>	51
Figure III.3 Configuration générale de la simulation numérique.	52
Figure III.4 Réponse temporelle du système pour un régulateur de vitesse <i>PI</i>	54
Figure III.5 Réponse temporelle du système associé à un régulateur de vitesse <i>Ziegler-nichols</i>	55
Figure III.6 Réponse de la vitesse pour un régulateur de vitesse <i>IP</i>	56

Chapitre IV

Commande floue de la MAS

Figure IV.1 Eléments de la logique floue.....	62
Figure IV.2 Formes de fonctions d'appartenance.....	62
Figure IV.3 Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.....	64
Figure IV.4 Exemple d'ensembles considérés en logique floue.....	64
Figure IV.5 Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable Température.....	65
Figure IV.6 Traitement flou (schéma global).....	66
Figure IV.7 Schéma général d'un système flou.....	66
Figure IV.8 Schéma général d'un Contrôleur flou.....	67
Figure IV. 9 Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.....	68
Figure IV. 10 : Formes des fonctions d'appartenance.....	69
Figure IV. 11 : Formes des fonctions d'appartenance.....	70
Figure IV.12 Surface caractéristique du régulateur flou normalisé à 5 fonctions d'appartenance.....	71
Figure IV. 13 : résultats de simulation avec le <i>PI-P</i> -flou.....	72
Figure IV. 14 : Résultats de simulations avec le <i>IP</i> -flou.....	73

Chapitre V

Application de la commande floue adaptative à la MAS

Figure V.1 Structure de base de la commande adaptative utilisée.....	78
Figure V.2 Structure du contrôleur flou adaptatif utilisé pour la commande de vitesse de la MAS.....	78
Figure V.3 Structure générale du régulateur flou adaptatif appliqué aux régulateurs classique développés en simulation.....	80
Figure V.4 fonctions d'appartenance utilisées pour les entrées du régulateur flou adaptatif.....	80
Figure V.5 fonctions d'appartenance utilisées pour la sortie du régulateur flou adaptatif.....	80
Figure V. 6 Surface du contrôleur flou adaptatif utilisé.....	81
Figure V.7 Résultats de simulations avec le <i>IP</i> -flou adaptatif.....	83
Figure V. 8 Résultats de simulations avec le <i>PI</i> -flou adaptatif.....	84
Figure V. 9 Résultats de simulations avec le régulateur Ziegler Nichols flou adaptatif.....	85
Figure V.10 résultats de simulations comparatifs pour le régulateur <i>IP</i> et <i>IP</i> flou adaptatif.....	86

Figure V.11 Résultats de simulations comparatifs pour le régulateur Ziegler Nichols : classique et flou adaptatif 86

Figure V.12 Résultats de simulations comparatifs pour le régulateur PI et PI flou adaptatif 87

Chapitre VI

Description du banc d'essai et validation expérimentale

Figure (VI.1) Schéma *Simulink* de la *MLI* vectorielle. 93

Figure (VI. 2:) Application des Signaux de commande aux interrupteurs. 94

Figure (VI.3) Configuration générale de la simulation numérique. 98

Figure (VI.4) résultats expérimentaux avec le régulateur *IP* flou adaptatif. 99

Figure (VI.5) Résultats expérimentaux avec le régulateur *Ziegler-Nichols* flou adaptatif. 100

Figure (VI.6) Résultats expérimentaux avec le régulateur *PI* flou adaptatif. 101

Figure (VI.7) Résultats expérimentaux comparatifs pour le régulateur *IP* et *IP* flou adaptatif. 102

Figure (VI.8) Résultats expérimentaux comparatifs pour le régulateur *Ziegler Nichols*: classique et celui du flou adaptatif..... 102

Figure (VI.9) Résultats expérimentaux comparatifs pour le régulateur *PI* et *PI* flou adaptatif. 103

Figure (VI.11) Résultats expérimentaux comparatifs pour les tests de variations paramétriques pour la structure *Ziegler-Nichols*. 105

Figure (VI.10) Résultats expérimentaux comparatifs pour les tests de variations paramétriques..... 105

Figure (VI.12) Résultats expérimentaux comparatifs pour les tests de variations paramétriques pour le régulateur *PI*. 106

Liste des tableaux

Tableau III.1 Ajustement des paramètres des régulateurs *P, PI, PID* selon la méthode de *Ziegler-Nichols*. 50

Tableau III. 2 Performances obtenus en terme de temps de réponse et temps de montée 53

Tableau IV.1 Relations sur les ensembles flous..... 63

Tableau IV.2 Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable 70

Tableau IV. 3 Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable 71

Tableau V. 1: Règles du contrôleur flou F.C:..... 81

Introduction générale	1
Références bibliographiques	5

Chapitre I

État de l'art sur la commande de la machine asynchrone

I.1 <i>Introduction</i>	7
I.2 Historique de la Commande des Machines Électriques	8
I.3 Evènements marquants la commande des machines électriques	9
I.4 Evolution des Systèmes Électriques de Commande	9
I.5 Évolution des Systèmes d'Entraînements à Vitesse Variable [Lor 03]	10
I.6 Survol sur les différents types de commandes	10
I.6.1 La commande scalaire	10
I.6.2 La commande vectorielle	11
I.6.3 Le contrôle direct du couple (<i>DTC</i>)	12
I.6.4 Le contrôle intelligent	13
I.6.5 Le contrôle adaptatif	14
I.7 Travaux réalisés sur le contrôle flou et adaptatif de la <i>MAS</i>	14
I.8 Positionnement du problème et objectifs de la thèse	15
I.9 Références bibliographiques	16

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

II.1 Introduction	19
II.2 Description de la machine asynchrone	19
II.3 Principe de fonctionnement	20
II.4 Les hypothèses simplificatrices	21
II.5 Equations de la machine asynchrone en régime dynamique	21
II.5.1 Equations des tensions	21
II.5.2 Equations des flux	22
II.6 Transformation de Park appliquée à la <i>MAS</i>	23
II.6.1 Equations de tensions	25
II.6.2 Equations des flux	25
II.6.3 Equation mécanique	26
II.7 Choix du repère dq	27
II.8 Expression du couple instantané en régime quelconque	27
II.8.1 Puissance instantanée	27
II.8.2 Couple instantané	28
II.8.3 Autres expressions du couple instantané	28

II.9	Alimentation de la machine asynchrone	29
II.9.1	Modèle de l'onduleur de tension	30
II.9.2	Commande de l'onduleur	31
II.9.3	Principe de la modulation vectorielle.....	31
II.9.4	Détermination des secteurs	32
II.10	Simulation de la MAS.....	35
II.11	Conclusion	37
II.12	Références bibliographiques	38

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1	<i>Introduction</i>	41
III.2	Principe du contrôle vectoriel de la MAS	41
III.2.1	Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	43
III.2.2	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	44
III.2.2.1	Caractéristiques générales du contrôle vectoriel indirect	45
III.2.3	Régulation de courants	46
III.2.4	Régulation de vitesse	48
III.2.4.1	Commande de la vitesse par <i>PI</i>	49
III.2.4.1.1	Dimensionnement par imposition d'un modèle à poursuivre	49
III.2.4.1.2	Dimensionnement par la méthode de Ziegler-Nichols	50
III.3	Spécifications et contraintes dans le domaine temporel	52
III.4	Résultats de simulation	53
III.5	Conclusion	53
III.6	Références bibliographiques	57

Chapitre IV

Commande floue de la MAS

IV.1	Introduction	60
IV.2	Théorie des ensembles flous	60
IV.2.1	Notion d'appartenance partielle	60
IV.2.2	Ensemble net	61
IV.2.3	Ensemble flou	61
IV.2.4	Degré d'appartenance et fonctions d'appartenance	61
IV.2.5	Opération sur les ensembles flous	62
IV.2.6	Variable linguistique	63
IV.2.7	Modélisation floue	65
IV.3	Systèmes flous et contrôleur flou [Zad 65]-[Oug 09]	66
IV.3.1	Système flou	66

IV.3.2 Constitution d'un système flou	66
IV.3.3 Contrôleur flou	67
IV.4 Réglage flou appliqué à la commande vectorielle indirecte	68
IV.4.1 Régulateur flou à trois ensembles.....	69
IV.4.2 Régulateur flou à cinq ensembles.....	70
IV.5 Résultats de simulation.....	74
IV.6 Conclusion	74

Chapitre V

Application de la commande floue adaptative à la MAS

V.1 Introduction	78
V.2 Mise en œuvre de la commande floue adaptative	79
V.3 Description du contrôleur flou utilisé [Mih 02] [Mih 04] [Mih 10]	80
V.4 Résultats de simulation.....	82
V.5 Conclusion	87
V.6 Références bibliographiques	88

Chapitre VI

Description du banc d'essai et validation expérimentale

VI.1 Introduction	92
VI.2 Présentation du banc d'essai.....	92
VI.3 Choix du convertisseur statique	93
VI.3.1. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor	94
VI.3.2. Mesure des courants statoriques.....	96
VI.4 Mise au point du banc de test	96
VI.5 Résultats expérimentaux	97
VI.6 Tests de robustesse.....	103
V.7 Conclusion	106
V.8 Références bibliographiques	106

Remerciements

Qu'*Allah* me permet d'exprimer ma gratitude pour tout ce qu'il m'a donné: facultés santé, patience et courage afin de réaliser ce travail.

Je tiens avant tout à exprimer profonde reconnaissance pour mon encadreur Monsieur **MAZARI Benyounes**, Professeur à l'U.S.T.O Mohamed Boudiaf pour ses qualités humaines et ses compétences professionnelle et son soutien moral. Qu'elle soit assurée de ma gratitude et de ma sympathie, Monsieur **A. TAEIB BRAHIM** Professeur, USTO M.B – Oran pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse. Monsieur. **M. K. FELLAH**, Professeur à Professeur, U. Sidi Bel Abbes, Monsieur **A. MEROUFEL**, Monsieur **A. MANSOURI**, Maître de conférences à l'Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique (ENSET) d'Oran, Monsieur **S. HASSAINE** Maître de conférences, U. Tiaret pour avoir accepté d'être examinateur de ce mémoire et pour sa participation au jury,

Je remercie en particulier, Monsieur **Alfred RUFER** professeur et chef du Laboratoire d'Électronique Industrielle au sein de L'Ecole Fédérale Polytechnique de Lausanne pour ses conseils précieux et la conduite de ce travail.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle (**LAI**) de l'Ecole Supérieure d'Ingénieur de Poitiers (**ESIP**); Je tiens donc à remercier particulièrement:

- Mr. **Gérard CHAMPENOIS**, Directeur du **LAI**,
- M^{me}. **Sandrine MOREAU**, Maître de Conférences à l'**ESIP**.

Je remercie particulièrement nos collègues algériens Mr **KADRIA Riad** Mr **BOUAFIA Abdelwahab** pour leur collaboration lors des essais pratiques.

Que mes frères **Said Hassaine**, **Toumi djillali**, **Heniche m'hamed moulay**, **Meslem youcef**, **Nasri djillali**, **Sebaa morsli** et **Larbi m'hamed** trouvent l'expression de ma gratitude pour tout ce qu'ils ont fait pour moi.

Je n'oublie pas d'associer toutes les personnes qui ont contribué de façon directe ou indirecte à l'aboutissement de ce travail

Productions scientifiques

- **Y. Mihoub**, B. Mazari, M. Henniche

“Fuzzy controller to adjust parameter of **PI** regulator to control a **DC** motor with time varying load” *ICEE’2000, Boumerdes, Algeria 4-6 Nov. 2000.*

- **Y. Mihoub**, B. Mazari, M. Henniche

“Neuro-fuzzy controller architecture used to adapt a **PI** regulator to control a **DC** motor with time varying load” .35th *University Power Engineering Conference. UPEC’2000, Belfast-UK, Sept. 2000.*

- S. Hassaine, **Y. Mihoub**, B. Mazari

“Elaboration d'une approche simplifiée et robuste pour la commande numérique d'une machine asynchrone de faible puissance.” *CNIE’02, 15-16 dec.2002 – Oran.Algeria*

- **Y. Mihoub**, B. Mazari

“Neuro-fuzzy controller used to control the speed of an induction motor” *CATEE’2002, Oman – Jordanie 19-21 Mars 2002, jordanie, Oman.*

- **Y. Mihoub.**, B. Mazari., S. Hassaine

“Robustness test of **PI**, Fuzzy and Neuro-fuzzy speed Induction Motor controller.” *EPE-PEMC 2004.*

- **Y. Mihoub**, D. Toumi, B. Mazari, S. Hassaine.

” Design and Implementation of an adaptive **PI** fuzzy controller to improve the speed control of induction motor” *International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 5 n. 2, April 2010, pp. 481 – 490.*

ملخص:

العمل المقدم في هذه الأطروحة، يتضمن التحكم الغامض بالتكيف للمحرك اللائزمني. إن طريقة التحكم الشعاعي. تستخدم على نطاق واسع في التطبيقات الصناعية. الطريقة المستخدمة هي التحكم بشعاع الفيض الموجه بالطريقة الغير مباشرة باستعمال المنظمات PI ، IP و زيغلر ونيكولز (*Ziegler-Nichols*) التي درست و قورنت بالمحاكاة وأعطى استخدام من منظم التحكم الغامض بالتكيف لتحسين الأداء الديناميكي تحسنا واضحا في اختبارات المحاكاة ب *Matlab/Simulink* فيمختبر الآليات والمعلوماتية الصناعية (*LAI*) في بواتيه (فرنسا) تم التحقق من صحة هذه الاختبارات تجريبيا دراسة تأثير ارتياب عناصر بينت فعالية هذا الحل.

كلمات مفاتيح

المحرك اللائزمني ' التحكم الشعاعي ' المنطق الغامض ' التحكم الغامض بالتكيف

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire, traite la commande floue adaptative d'une machine asynchrone. La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques *PID* reste largement utilisée en industrie. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est utilisée dans notre cas. Les structures *PI*, *IP* et *Ziegler-Nichols*, pour la commande de la vitesse sont développées, testées et comparées en simulation par *Matlab/Simulink*.

L'utilisation d'un régulateur flou adaptatif pour l'amélioration des performances dynamiques a donné une nette amélioration en simulation. Un banc d'essai destiné à la commande et au diagnostic de la machine asynchrone au niveau du Laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle (*LAI*) à Poitiers (France) a été utilisé pour la réalisation pratique de toutes ces commandes. Les mêmes essais ont été validés par expérimentation. Les tests de robustesses ont confirmé l'efficacité de cette solution.

Mots clés: *MAS*, Commande vectorielle, logique floue, commande floue adaptative.

Abstract

This work is concerned with the use of an adaptive fuzzy control of induction motor. The vector control based on conventional *PID* regulators is largely used in industrial applications. The indirect field oriented vector with rotor flux orientation is used in our case. Structures *PI*, *IP* and *Ziegler-Nichols*, for the speed control are developed, tested and compared in simulation with *Matlab/Simulink*.

The use of an adaptive fuzzy controller in order to give best dynamic performances gives significant improvement in simulation. An experimental control and diagnostic test system in Automatic an industrial computing laboratory (*LAI*) in Poitiers (France) was used to implant this control strategies. The same tests were confirmed by experimentation. The Robustness tests confirmed the efficiency of this solution.

Key words: Induction Motor, vector control, fuzzy logic, adaptive fuzzy control.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, **65%** de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plus part sont asynchrones. Ce type de moteur est de plus en plus utilisé en industrie pour de différentes applications telles que le transport (*TGV*), la robotique et les véhicules. On doit aussi noter qu'ils sont en voie de remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans beaucoup de domaines tels que l'aérospatiale, les portes de métro, etc...

Le moteur asynchrone présente beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Mais en contre partie, il présente un couplage entre l'inducteur et l'induit, ce qui lui donne un modèle dynamique non linéaire nécessitant une structure de commande complexe, ajouté à cela ses paramètres qui sont connus d'une manière approximative et sont variables avec le temps (température).

Par ailleurs, les avancées technologiques considérables enregistrées en électronique de puissance, grâce à l'arrivée de composants de puissance plus performants (*MOSFET*, *IGBT*, *GTO*), les progrès de l'électronique numérique permettant l'évolution rapide de processeurs numériques, le développement de la micro-informatique et le coût réduit des logiciels spécialisés ont rendu facile la mise au point d'algorithmes de plus en plus complexes développés pour résoudre cette complexité.

La communauté scientifique et industrielle a imaginé des méthodes de commande afin de pouvoir extraire des variables à partir des courants de lignes pour séparer le contrôle du flux et du courant générant le couple, ce type de contrôle sera connu plus tard par le contrôle vectoriel.

Classiquement, la commande vectorielle, dite structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée [Vas 98], [Bos 86], [Bos 97], les principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade est d'un usage industriel très répandu. Pour se faire, deux boucles sont adoptées afin d'obtenir les réponses souhaitées. On réalise la boucle interne qui assure la maîtrise du courant. Ensuite, la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse [Bos 97]. Le réglage du courant est réalisé par des méthodes différentes telles que la commande par hystérésis ([Bos 97], [Bos 86], [Vas 90]) ou la commande par modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur [Vas 90]. Quant à l'asservissement de la vitesse, La réalisation est développée par différentes structure essentiellement basée sur le régulateur classique de type *PI*.

Cependant, le contrôle vectoriel basé sur le modèle de Park rend ce modèle compliqué similaire à celui de la machine à courant continu, un modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique est un atout en plus de ses avantages.

La commande de la machine asynchrone est passée par plusieurs étapes. Au départ, c'est l'utilisation de la commande scalaire. Ce type de commande donne un couple maximal dans une large plage de variations de la vitesse, mais elle reste limitée pour la maîtrise du régime transitoire, elle est donc utilisée

pour un grand nombre de variateurs où il y a un couple fort ne nécessitant pas de fonctionnement à basses vitesses [Car 00], car ce couple serait faible en basses vitesses, avec un temps de réponse gênant.

La commande vectorielle fut introduite par la suite, elle est la plus utilisée jusqu'au aujourd'hui, elle fournit une dynamique plus rapide et des performances plus importantes, elle assure un couple même en basses vitesses de la machine.

La commande vectorielle peut être réalisée de deux façons: la commande vectorielle directe et la commande vectorielle indirecte.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique fait l'intérêt de notre sujet. Elle est simple à mettre en œuvre et offre un contrôle linéaire du couple de la machine. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 70 et son évolution par la suite a permis la réalisation expérimentale [Bar 03]. Les années 1980 sont le début des méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones comme concurrentielles aux méthodes classiques basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion *MLI* et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Elle est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière de maîtrise du couple [ELM 00].

La logique floue, les réseaux de neurones ainsi que les algorithmes génétiques constituent une famille qui dérivent de l'intelligence artificielle [Bag 99], [Bos 94]. En effet, l'analyse de l'aspect structurel et fonctionnel des systèmes naturels, en particulier les systèmes biologiques et les mécanismes de la pensée humaine a permis de développer des approches théoriques pour l'analyse des systèmes de commande. Afin de résoudre les problèmes de décision (commande) ou pour décrire le comportement dynamique du système inconnu ou mal défini, une approche linguistique floue est utilisée par une condition de type (*Si-Alors*) basée sur l'imitation des aspects approximatifs qualitatifs du raisonnement humain qui est plus connue sous le vocable de la logique floue. Cette théorie est introduite pour la première fois par le professeur Lotfi A. **Zadeh** en 1965 par la publication d'un article sur les ensembles flous et la théorie des possibilités qui représentent et utilisent des connaissances imprécises, vagues et incertaines.

Cette logique basée sur le concept d'incertitude, et très proche de raisonnement humain. Elle présente beaucoup d'avantages spécialement pour les systèmes non linéaire.

Ces travaux sont suivis par **M. Mamdani** qui expérimentait la théorie énoncée par **Zadeh** sur une chaudière à vapeur. En suite, le chercheur japonais **M. Sugeno**, introduit au japon cette technique dans les domaines d'application de la commande.

Face aux limitations des régulateurs conventionnels, le contrôle adaptatif a pour but d'améliorer les performances combinées à la logique floue, il donne de meilleures performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contre partie, il demande un calcul relativement plus complexe.

Le travail est structuré comme suit:

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art relatif à l'évolution des systèmes électriques de commande d'entraînement à vitesse variable. La description est effectuée d'une façon qui permet de suivre l'évolution rapide et considérable des méthodes de commande. A la fin de ce chapitre, on essaiera de positionner le problème à résoudre pour définir les objectifs de cette thèse.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande, la stratégie de pilotage de l'onduleur basée sur la commande par *MLI* vectorielle est aussi développée dans cette partie.

Le troisième chapitre concerne l'étude de la commande vectorielle en particulier la commande vectorielle indirecte et son application à la machine. Le dimensionnement des régulateurs de courants ainsi que celui de la vitesse pour trois structures, ayant donnés les meilleurs résultats en simulation et en expérimentation, sera détaillé.

La quatrième partie fera l'objet de la présentation de la théorie de la logique floue. La description de cet outil est faite d'une façon qui permet au lecteur d'avoir une idée sur la richesse et la diversité des solutions qui peuvent être ajoutées grâce à cet outil. Un exemple de contrôleur flou est traité dans un but de montrer l'application de cette théorie dans notre cas.

Le cinquième chapitre est concerné par l'utilisation de la commande floue adaptative. La structure du régulateur flou adaptatif que nous avons utilisé avec les trois structures de régulateurs développés est détaillée. Les résultats de simulation seront présentés par la suite dans un but d'être comparés à ceux obtenus avec les régulateurs classiques et d'être implantés sur le banc d'essai.

Dans la dernière partie, on présente le banc d'essai expérimental utilisé pour tester en temps réel les algorithmes de commande développés dans les parties précédentes. Les résultats obtenus sont présentés de façon à les comparer avec ceux de la simulation et aussi vérifier si les améliorations apportées en simulations seront gardées en expérimentation. Les tests de robustesses sont présentés par la suite.

Références bibliographiques

- [Bou 03]** P. Boucher, D. Dumur, "Méthodes de commande des machines électriques", Ouvrage pp337-364. Chapitre 11 Coordination par la position et la vitesse Commande de moteurs des machines-outils, Editions Hermès Lavoisier, 2003.
- [Bag 99]** L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.
- [Bar 03]** Barros, J6C. ; « contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Henri Pointcaré, Nancy-I, France, 2004.
- [Bos 86]** B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.
- [Bos 97]** B. K. Bose, "Power electronics and variable frequency Drives: Technology and applications", IEEE press 1997.
- [Car 00]** Carlos, C., «Modélisation control vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones», Edition Hermes Science Europe Ltd, 2000
- [ELM 00]** EL Moucary; C. «Contribution à l'étude de commandes directes du couples et du flux de la machine à induction », Thèse de doctorat de l'université de Paris XI, 2000
- [Fla 94]** J. M. Flaus, "La régulation industrielle", Hermès, Paris, 1994.
- [Hol 92]** J- Holtz, "Pulse width Modulation-A survey", IEEE Tran. on Indust. Electronics, vol. 39, No. 5, dec. 1992, pp. 410-420.
- [Lor 03]** L. Loron, "Commande des systèmes électriques", Ouvrage pp 21-51 Chapitre 1 Etat de l'art et spécification des besoins", Edition Hermès Lavoisier, 2003
- [Mar 87]** L. Maret, "La régulation automatique", Presse polytechnique romandes, 1987.
- [Nat 88]** N. Matsui and H. Ohashi, "DSP-based adaptive control of a brushless motor", IAS-IEEE 1988, pp.375-380.
- [Vas 90]** P. Vas, "Vector control of AC machines", Oxford Science publication, 1990.
- [Vas 98]** P. Vas, "Sensorless vector and direct torque control", Oxford, U.K, Oxford Univ. Press, 1998.

CHAPITRE I

Etat de l'art sur les entraînements à vitesse variable

I.1 Introduction

Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, regroupant plusieurs secteurs tel que les machines électriques, l'électronique de puissance, la théorie de commande, et les microprocesseurs, etc.

Les développements récents dans ces disciplines poussent l'entraînement à vitesse variable à un niveau de développement permettant d'avoir des systèmes de commande de hautes performances avec plus de fiabilité et un minimum de coûts.

Dans le domaine de l'électronique de puissance, l'apparition de nouveaux interrupteurs de puissance (**GTO**, **MOSFET**, **IGBT**) sur le marché et la mise en œuvre de configurations avec de meilleurs circuits de commutation permettent de concevoir des onduleurs très efficaces à prix compétitifs, pour alimenter des moteurs asynchrones.

Le développement dans le domaine de technologie de microprocesseurs, et de la microinformatique a rendu possible d'implanter en temps réel des algorithmes plus sophistiqués.

Plus de **60%** de l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique utilisant des moteurs électriques en grande majorité triphasés. Le principe consiste à développer, au niveau du rotor, un couple électrique adéquat pour atteindre la vitesse désirée.

Plus de **90%** des systèmes d'entraînement électrique utilisent des moteurs à induction. Récemment, une multitude d'applications de hautes précisions utilisent les machines à courant alternatif; la poursuite de trajectoire en vitesse doit être réalisée quelle que soit la perturbation ou la variation des paramètres du système. Les objectifs à atteindre dans ce type d'application sont:

- Une réponse rapide du couple, de la vitesse et de la position,
- Un facteur élevé en conversion d'énergie,
- Une robustesse vis-à-vis la variation paramétrique et les applications de charges,
- Une haute fiabilité,
- Un volume réduit des composants,
- Un minimum de coût (fonction commerciale),

L'apparition des semi-conducteurs de puissance a permis aux machines à courant alternatif de remplacer les machines à courant continu. Par ailleurs, le défi réside dans la difficulté de l'implantation des algorithmes de commande. Les deux points les plus contraignants sont la réalisation d'une source de tension et fréquence réglable et la non linéarité et la complexité du modèle mathématique. Ajouté à cela, le problème d'identification paramétrique.

Un état de l'art sera présenté sur l'évolution des systèmes électriques pour les entraînements à vitesse variable, suivi d'un survol sur les différents types de commande relatif à la machine asynchrone.

I.2 Historique de la Commande des Machines Électriques

L'histoire des moteurs électriques remonte jusqu'à **1820**, quand *Hans Christian Oersted* a découvert l'effet magnétique d'un courant électrique. *Michael Faraday* a découvert la rotation électromagnétique et a construit le premier moteur primitif à courant continu un an plus tard. Par la suite, *Faraday* a découvert les phénomènes électromagnétiques en **1831** [Ant 00].

La machine à courant continu a, pendant une longue période, régné dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Le contrôle de la vitesse et du couple est facilement réalisé par action sur le courant d'excitation ou la variation de tension, ceci permettait le contrôle de ces grandeurs tant en régime permanent qu'en régime transitoire. En contre partie, la présence des contacts glissants rendait leur construction complexe et demandait un entretien particulier. D'autant plus, elles sont limitées à fonctionner dans les environnements explosifs. Ces inconvénients majeurs ont rendu impossible l'utilisation des machines à courant continu dans plusieurs domaines industriels.

Les machines à courant alternatif et en particulier, la machine asynchrone, sont caractérisées par une construction simple, une robustesse et un coût réduit. Depuis leur invention, elles étaient les candidats favoris pour les applications à vitesse constante. En revanche, avant l'apparition des semi conducteur de puissance, il était difficile d'assurer une source de tension et/ou fréquence variable.

Le moteur à induction qui fait l'objet de notre étude est caractérisé par des pertes en puissance lors de son fonctionnement à cause du glissement. L'implantation de sa commande demande une bonne estimation de ses paramètres et une protection particulière pour le circuit de commande.

Dans le cas de la machine synchrone, le problème de pertes en puissance ne se pose pas puisqu'il y a un fonctionnement en synchronisme. Sa modélisation plus simple rend l'implantation de sa commande relativement plus simple. Le point négatif de ce type de machine est la nécessité d'une source auxiliaire pour l'excitation. Pour atteindre les mêmes performances que celles des moteurs à induction, en termes de construction on s'est orienté vers les aimants permanents. Le grand avantage est l'absence de bobinage au rotor et, par conséquent, l'absence de contacts glissants et de perte joules au rotor. En revanche, l'inconvénient majeur réside dans le fait qu'on perd toute possibilité de réguler le courant inducteur. Ceci rend très difficile de faire fonctionner la machine en survitesse [Col 95]. On doit alors imposer des courants statoriques qui affaiblissent le flux rotorique [Sch 90].

Le progrès dans l'utilisation des moteurs à induction, continu à se développer au fil du temps particulièrement en ce qui concerne la réduction du poids et du volume.

Au début, le contrôle se basait sur les contrôleurs *PI* à gain fixe. Ce type de régulateur est sensible à la variation paramétrique, aux perturbations et au changement dus à la température. Pour surmonter le problème de variation paramétrique, les techniques de contrôle adaptatif furent développées tel que:

- Le contrôle adaptatif par modèle de référence,
- Le contrôle par mode glissant,
- Le contrôle à structure variable,

- Les régulateur **PI** auto-adaptatif.

Récemment les techniques basées sur l'intelligence artificielle furent ajoutées. On note parmi elles:

- Les contrôleurs neuronaux,
- Les contrôleurs flous,
- Les contrôleurs neuro-flous.

I.3 Evènements marquants la commande des machines électriques

- En **1900-1950**: l'utilisation du Groupe **Ward Léonard (1896)** pour les moteurs à courant continu.
- Apparition des thyristors dans les années **1960**.
- Variateurs électroniques: économiques, compacts avec plus de rendement et de dynamique.

Apparition des composants (Transistor Bipolaire, **MOSFET**, **GTO**, **IGBT**,..).

- Introduction de la machine synchrone connue sous le nom de machine à collecteur électronique dans les commandes analogiques. Utilisée en robotique et machines outils, la machine asynchrone est pénalisée par sa complexité (modèle et commande).

- La commande scalaire est utilisée sous le nom de variateur de fréquence ou variateur synchrones avec un modèle en régime permanent, ce qui donne un manque de performances dynamiques et de possibilité de couple à l'arrêt.

- Fondement théorique de la commande vectorielle en régime transitoire accompagné par le problème de réalisation lié aux fonctions trigonométriques précises et aux intégrateurs sans dérive. Il fallait attendre la première réalisation en **1980** à l'**Interkama** de **susseldorf**. Par la suite, plusieurs solutions ont été proposées.

- Au moment ou plus de **70** références sont proposées dans les années **1970**, peu ont été réalisées dans les années **1980**.

- En **1990**: promotion de la méthode de contrôle direct du couple **DTC** par la société **ABB** ayant pour objectif l'élimination de l'étage **MLI**.

I.4 Evolution des Systèmes Électriques de Commande

Les entraînements électriques de la nouvelle génération constituent des structures variées mono machines ou multi machines qui font appel à des machines à courant alternatif, asynchrones ou synchrones alimentées par des convertisseurs statiques. La nécessité d'imposer à ces dispositifs un fonctionnement faible et robuste avec de hautes performances statiques et dynamiques, conduit à des cahiers des charges de plus en plus contraignants. Dans cette opération de recherche, les stratégies de commande et les techniques d'observation adéquates non linéaires et robustes sont étudiées. Ces méthodes de contrôle s'appliquent à des variateurs de vitesse et/ou de position de grande et de moyenne puissance fonctionnant avec et sans capteurs mécaniques.

Le développement technologique des structures des composants et démocratisation de l'automatique ont contribué à l'évolution des systèmes électriques.

I.5 Évolution des Systèmes d'Entraînements à Vitesse Variable [Lor 03]

Pour réaliser une commande exploitable, il faut bien gérer le compromis entre les performances d'un système asservi (erreur statique et erreur dynamique, suivi de consigne et rejet de perturbation) et la robustesse afin de tolérer les erreurs de modélisation. L'évolution des systèmes d'entraînements à vitesse variable pour l'amélioration des performances est due aux points suivants:

- L'évolution des moyens de calcul (des processeurs) a rendu possible l'application d'algorithmes plus performants,
- L'évolution des techniques de commande. Quoique le *PID* classique reste largement utilisé en industrie, on note la commande par retour d'état, la structure *RST*, la commande optimale, la commande prédictive, la commande par logique floue...,
- L'évolution de la connaissance du modèle dynamique adéquat du processus à commander.

Les dispositifs de commande des fonctionnalités plus enrichis tels que:

- L'assistant informatique: (configuration, autoréglage, aide ou documentation en ligne...),
- Les moyens de communication pour la commande distribuée et la supervision,
- Le diagnostic et la détection de défaut: Curatif → préventif → prédictif,
- La réduction du coût d'achat et d'exploitation,
- Le développement de la micro-informatique entraînant la baisse des prix de composants en plus du nombre d'utilisateur.

I.6 Survol sur les différents types de commandes

I.6.1 La commande scalaire

C'est l'une des premières commandes où on s'intéresse uniquement au module de la variable contrôlée et non pas à sa phase.

On considère dans la littérature deux types de commande scalaire: la commande scalaire indirecte où on impose le rapport: (amplitude/fréquence de la tension ou du courant), la commande scalaire directe où le flux est contrôlé par son estimation ou sa mesure, ce qui rend cette méthode difficile à mettre en œuvre et favorise l'utilisation de la première méthode.

La commande scalaire est liée au contrôle du module des grandeurs: le contrôle de la valeur moyenne du couple passe par celui du module (amplitude) du flux. Le contrôle de ce dernier peut-être réalisé par action sur le module et la fréquence de " V_s " et " f_s " suivant l'étude menée sur le régime

permanent de fonctionnement de la *MAS*: les signaux de commande et ceux de contre réaction sont des grandeurs continues et qui sont proportionnelles aux variables de la machine.

Au départ c'était plus pour contrôler le couple et le flux de la façon la plus indépendante possible. Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bonnes réponses pour des consignes de vitesse sensiblement constantes mais pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires. Ceci est expliqué par les relations utilisées pour calculer cette commande qui ne sont valables que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Elle est utilisée pour un grand nombre de variateurs où il y a un couple fort ne nécessitant pas de fonctionnement à basses vitesses [Car 00].

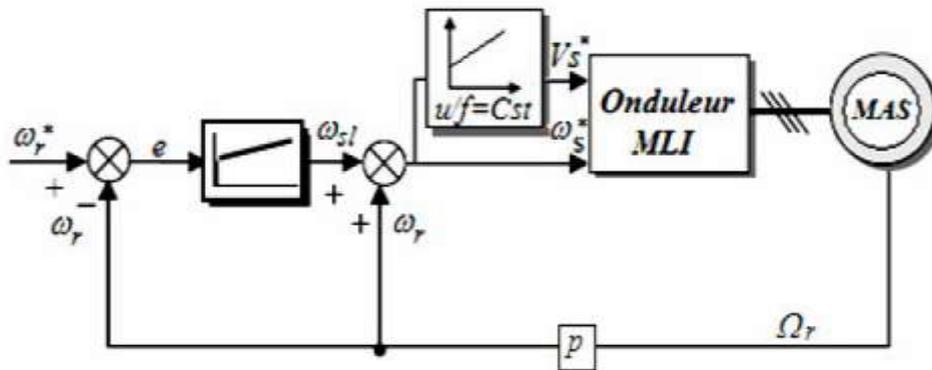


Figure I. 1: Schéma de base classique de la commande scalaire.

I.6.2 La commande vectorielle

Pour subvenir aux applications avec des plus hautes performances dynamiques et statiques, la commande vectorielle fut introduite. C'est en 1969 que *H. Hasse* a défini ses principes. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 70 et son évolution par la suite a permis la réalisation expérimentale [Bar 03].

Elle consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

Une commande vectorielle comme son nom l'indique est basée sur l'utilisation du module et de l'angle. Le principe de la commande vectorielle d'une *MAS* nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe directe "d" tournant à la vitesse de synchronisme.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux (θ_s) ainsi que son amplitude (Φ_r)

- La commande directe où cet angle est mesuré électriquement,

- La commande indirecte où cet angle est estimé à partir d'une relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté.

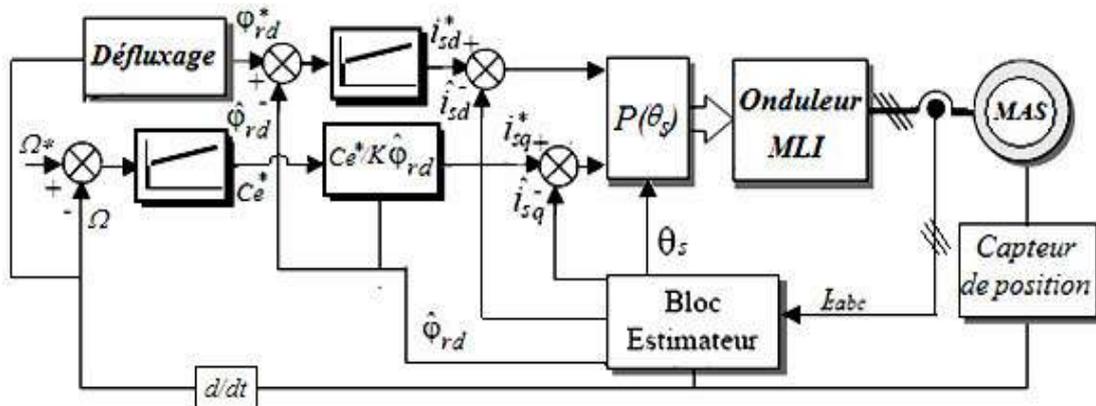


Figure I. 2: Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté.

En revanche, sa précision dans la vitesse et le couple, nécessite un volume de traitement informatique important, lors de son implantation, et une bonne identification des paramètres du moteur à savoir la résistance rotorique qui varie sensiblement avec la température.

I.6.3 Le contrôle direct du couple (DTC)

Les méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années **1980** comme concurrentielles aux méthodes classiques basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion **MLI** et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Elles sont connues dans la littérature sous le nom de **DTC** (Direct Torque Control).

Cette méthode a été proposée et largement développée par **M. Depenbrock** en Allemagne et **I. Takahashi** et **T. Noguchi** au Japon. Elle est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière de la maîtrise du couple [ELM 00].

Par opposition aux lois de commande en durée **MLI**, ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux. Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple.

Le flux statorique et le couple électromagnétique sont commandés par des comparateurs à hystérésis pour être maintenus dans une bande. Cette technique a beaucoup d'avantages particulièrement l'absence du bloc qui calcule la modulation de la tension (**MLI**), la rapidité de la réponse dynamique du couple ainsi que la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Ses inconvénients sont la nécessité de disposer des estimations de flux et du couple, l'existence d'oscillations de couple et en particulier la fréquence de commutation qui n'est pas constante.

Des améliorations de cette méthode ont été enregistrées dans [Hab 92] tel que l'utilisation de la modulation vectorielle «*SVM*: Space Vector Modulation» et l'utilisation d'un modèle approximatif de la machine valable en régime permanent. On note aussi en 1997 un mode appelé «*DMTC*: Direct Mean Torque Control» étudié par *E.Flach* [Fla 97]. Une approche appelée «*DT_DTC*: Discret Time Direct Torque Control» ayant pour objectif le développement en temps discret pour permettre la mise en œuvre sur des microcontrôleurs ou des cartes d'acquisition (*DSP*).

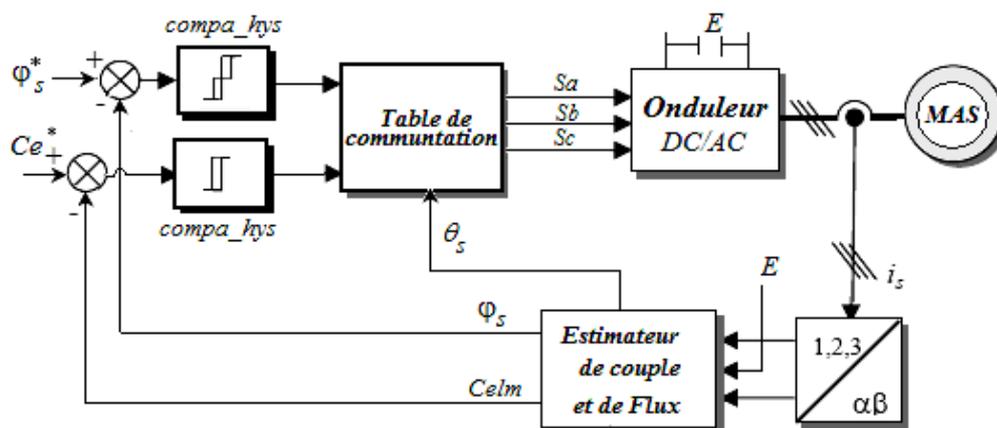


Figure I. 3. Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux.

I.6.4 Le contrôle intelligent

Ce type de contrôle regroupe plusieurs outils connus sous ce nom ou aussi appelé l'intelligence artificielle. Parmi ces commandes on retrouve la logique floue, les réseaux de neurones les algorithmes génétiques [Bag 99].

Les bases de la logique floue (fuzzy logic) datent de 1965 aux USA. A l'opposée de la logique simple binaire du "tout ou rien", la logique floue permet de traiter des variables incertaines dont la valeur varie entre 0 et 1. Elle est souvent utilisée pour résoudre des problèmes où la mise en équation est difficile.

La logique floue a pour but de raisonner à partir de connaissances imparfaites. Les travaux de Mamdani sur une chaudière à vapeur ont confirmé l'efficacité de cet outil. Le Chercheur japonais M. Sugeno introduit cette technique au Japon dans le domaine d'application de la commande.

Les réseaux de neurones forment un des groupes de techniques de l'intelligence artificielle qui diffèrent des techniques classiques par le fait qu'elles soient basées sur les données présentes et ceci revient à leurs propriétés d'apprentissage. En 1943, les premiers travaux furent lancés par McCulloch et Pitts. Les réseaux de neurones présentent l'avantage principal de pouvoir se passer du modèle.

Les réseaux de neurones ont été activement appliqués aux systèmes intelligents. Des domaines tels que la classification et la reconnaissance des formes tout en exploitant les caractéristiques des réseaux de neurones qui sont:

- La représentation implicite de la connaissance,
- L'apprentissage et la généralisation à partir d'expérience,

- La robustesse relative aux défaillances (pannes, bruits ou erreurs),
- Le traitement massivement parallèle (temps réel).

I.6.5 Le contrôle adaptatif

Dans un but d'apporter des améliorations au contrôleur classique *PI*, sont apparus les contrôleurs à structures variables basés sur l'idée du contrôle par mode glissant. La technique du contrôle adaptatif peut être classée comme: contrôle auto-adaptatif, par modèle de référence, par mode glissant ou à structure variable, système experts, contrôle neuronal ou par combinaison de ces méthodes. Le développement des composants électroniques et l'apparition des *DSPs* a permis de mettre en place des algorithmes de contrôle intelligent en particulier le contrôle flou, le contrôle neuronal et la combinaison des deux techniques connue sous le nom de contrôle neuro-flou. Les contrôleurs adaptatifs donnent de meilleures performances face aux variations paramétriques et aux perturbations telles que les applications de charges relativement aux régulateurs classiques *PI*. En contre partie, ils demandent un calcul plus complexe. A cause du nombre élevé des variables d'états, il apparaît le problème du chattering, dépassement et erreurs statiques.

I.7 Travaux réalisés sur le contrôle flou et adaptatif de la MAS

- Après la mise en place des principes de la logique floue par *Lotfi Zadeh* en 1965, un nombre de chercheurs ont essayé d'appliquer ces principes sur d'autres contrôleurs intelligents tels que les réseaux de neurones. Ils sont classés dans le domaine de l'intelligence artificielle [Bos 94].
- La complexité du calcul représente un obstacle pour ces applications, qui étaient purement théoriques et se sont limitées dans la simulation. [Mik 92]. Beaucoup de travaux relatifs aux réseaux de neurones et leurs applications pour la commande de la MAS et de la MCC ont été développés. *Miki* réalise une application avec *DSP* [Mik 69].
- Un groupe de chercheurs avec *B.K. Bose* [Won 92]. a proposé un contrôle vectoriel flou appliqué à la MAS où le contrôle flou avait pour objectif d'assurer la robustesse. Ils utilisent des règles floues pour améliorer le régime transitoire.
- *S; A Mir* et *D.S. Zinger* [Mir] propose un contrôleur flou pour choisir des positions d'interrupteurs (*DSC*).
- L'étude la plus générale est réalisée par *Y. Tang* et *L. XU* [Heb 87]. et *J. Fonseca, J. L. Afonso, J. S. Martins* et *C. Couto* [Fon 97]. Ils utilisent un contrôle flou basé sur un modèle de référence adaptatif. Comparé au contrôle vectoriel, il y avait une amélioration des performances dynamiques ainsi que la robustesse avec une réduction du coût.
- *A. Ibaliden* et *P. Goureau* ont réalisé un contrôleur flou statique et dynamique [Iba 96] suivi de *Mao-Fu Lai* et *M. Nakano* [Lai 96].

- **B.K. Bose** et **N. R. Patel** [Bos 97]. utilise le contrôle neuro-flou avec la commande vectorielle direct sans capteur.

I.8 Positionnement du problème et objectifs de la thèse

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre du développement de nouvelles stratégies de commande de la *MAS* et de leur étude comparative dans un environnement pratique à base de calculateur numérique (*Dspace 1104*). Vu que l'élaboration d'une commande est basée sur le modèle du système, elle peut être affectée par des incertitudes de modélisation qui en résultent d'une approximation ou d'une réduction d'ordre du modèle ou d'incertitudes liées aux variations d'un ou plusieurs paramètres du modèle considéré. Elles peuvent être causées également par des perturbations inconnues et variables qui s'appliquent brusquement au système. De plus, dans le contexte d'une mise en œuvre pratique, il est nécessaire que le contrôleur tolère des incertitudes dues à l'imprécision des circuits d'acquisition et les erreurs d'arrondis dues aux calculs numériques.

L'objectif scientifique principal de ce travail est l'étude de la modélisation, la commande ainsi que les conditions de fonctionnement numérique. A noter que cette étude (en simulation et en expérimentation) exploite l'environnement *Matlab/Simulink*. Cette étape est indispensable pour pouvoir atteindre les points suivants:

- Validation numérique du modèle de la *MAS*.
- Développement de différentes stratégies de commande.
- Validation numérique de ces commandes sous *Matlab*.
- Implantation de ces algorithmes.
- Comparaison en vue de mettre l'accent sur les améliorations apportées.

Ce projet consiste aussi à étudier et appliquer des techniques modernes dans la commande de machines asynchrones afin de réaliser et d'implanter un système de réglage de hautes performances dynamiques. Dans ce travail, nous nous attachons à résoudre ce problème de robustesse. Robustesse à la variation des conditions de travail: changement de charge, de moment d'inertie, de coefficient de frottement; robustesse à la variation des paramètres de machines: résistances, inductances.

La logique floue et les principes de commande adaptative sont utilisés pour effectuer deux sortes d'adaptation majeures: adaptation aux conditions d'opération et adaptation à la variation des paramètres. Pour évaluer les performances et les comparer avec celles du système de commande conventionnel, plusieurs critères de performances sont employés.

I.9 Références bibliographiques

- [Ant 00]** Antoni Arias Pujol, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thesis Université Polytechnic de Catalunya Terrassa, Novembre 2000.
- [Bos 94]** B. K. Bose, "Expert systems, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control", Proc. IEEE, vol. 82, pp. 1303-1323, 1Ug.1994.
- [Bos 97]** B. K. Bose and N. R. Patel, "A sensorless stator flux oriented vector controlled induction motor drive with neuro-fuzzy based performance enhancement", IEEE IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp. 393-400, 1997.
- [Col 95]** F. Colamartino, "Contribution à l'étude de la commande numérique des machines synchrones à aimants permanents. Minimisation des pulsations de couple- Commande sans capteur de position", Thèse de doctorat de l'université Paris VI, décembre 1995.
- [Fla 97]** E. Flach, R. Hoffmann, P. Mutschler, "Direct Mean Torque Control of An Induction Motor" ,7th European Conference on Power electronics and Applications (EPE '97), Trondheim, pp. 3.672-3.677, 1997.
- [Fon 97]** J. Fonseca, J.L. Afonso, J. S. Martins, and C. Coutou, "Fuzzy logic speed control of an induction motor", Microprocess. Microsyst., vol. 22, pp. 523-534, 1999.
- [Hab 92]** Habetler, T.G. Profumo, F. Pastorelli, M. Tolbert, L.M, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", Industry Applications, IEEE Transactions on Publication, vol. 28, issue: 5, sep/oct 1992.
- [Heb 87]** B. Heber, L. Xu, and Y. Tang, "Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction motor drive", IEEE Trans. On Power electr., vol.12, no.5, pp. 772-778, 1997.
- [Iba 96]** A. Ibaliden and p. Goureau, "fuzzy robust speed control of induction motor", in proc. ICEM'96, Pt.III, Vigo, Sapin, pp. 168-173 1996.
- [Lai 96]** M. F. Lai, M. Nakano, G. C. Hsieh, "Application of fuzzy logic in the phase-locked loop speed control of induction motor drive", IEEE Trans. On Ind. Electr., vol. 43, no. 6, pp. 630-639, 1996.
- [Mik 69]** I.Miki, O.Nakao, S. Nishiyama, "A new Simplified Current Control Method for Field-Oriented Induction Motor Drives", in IEEE Trans. On IND. Appl., vol.27, no.6, Nov./Dec. 1991.
- [Mik 92]** I. MIKI, N. Nagai, S. Nishiyama, and T. Yamada, "Vector control of induction motor with fuzzy PI controller", in IEEE IAS Annu. Rec., pp. 464-471, 1992.
- [Mir 92]** S. A. Mir, D. S. Zinger, M. E. Elbuluk, "Fuzzy Controller for Inverter Fed Induction Machines", in IEEE IAS Annu. Rec., pp. 464-471, 1992.

- [Sch 90]** R.F. Schiferl, T.A Lipo, "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications", *IEEE Trans. On Industry applications*, vol 26, n. 01, pp. 115-123, January/February 1990.
- [Tou 08]** R. Toufouti, "Contribution à la commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone", Thèse de doctorat en sciences, Université Mentouri Constantine, juin 2008
- [Won 92]** C. Y. Won, S. C. Kim, B. K. Bose, "Robust position control of induction motor using fuzzy logic control", in *IEEE-IAS Meet.*, pp. 472-481, 1992.

CHAPITRE II

Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

II.1 Introduction

L'étude analytique de la machine asynchrone s'appuie sur deux approches différentes. La première est basée sur les grandeurs physiques, telles que les inductions magnétiques et les densités de courant électrique, elle s'adresse de plus près aux constructeurs. Elle est plus précise mais très complexe et demande en plus un programme rigoureux pour le calcul de champ et nécessite pour cela un moyen de calcul très important. La deuxième est basée sur les grandeurs électriques, présente moins de précision et s'adresse aux concepteurs d'ensemble machine-convertisseur. Dans notre étude, nous nous intéressons au deuxième type de modèle.

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre généralement les parties suivantes: l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle mathématique doit être assez précis et suffisamment représentatif du système physique afin de permettre une conception convenable des contrôleurs d'une part et d'effectuer des simulations fiables d'autres part [Cho 97].

Le choix du modèle et de son degré de complexité s'avère d'une grande importance. Nous notons que plusieurs modèles peuvent être établis. Le choix donc du modèle s'articule essentiellement sur les phénomènes à mettre en évidence et il s'effectue également en fonction de la difficulté de mise en œuvre, à savoir le temps de calcul, la taille mémoire requise, ...etc.

II.2 Description de la machine asynchrone

Une machine asynchrone à cage est constituée d'une partie statique appelée stator constitué d'un circuit magnétique comportant plusieurs encoches à l'intérieur desquelles sont embobinés trois enroulements. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor qui peut être à cage ou bobiné.

Dans le cas du rotor à cage, le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Ces barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de réluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté de la carcasse de la machine. Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court circuit au rotor lui confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation [Gab 01]. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes.

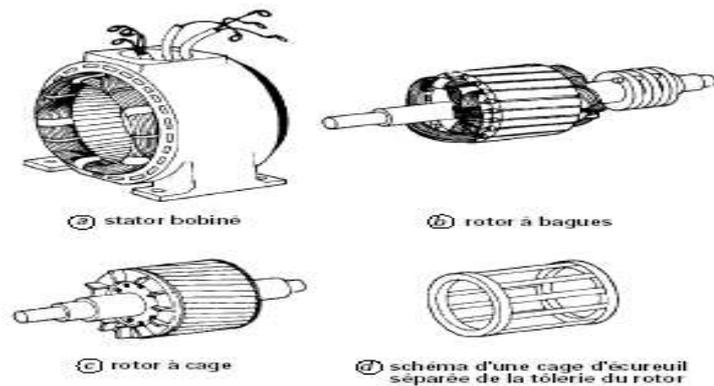


Figure (II. 1) Différents types de rotors de moteur asynchrone.

La Figure II.1 présente une vue frontale d'une machine asynchrone.

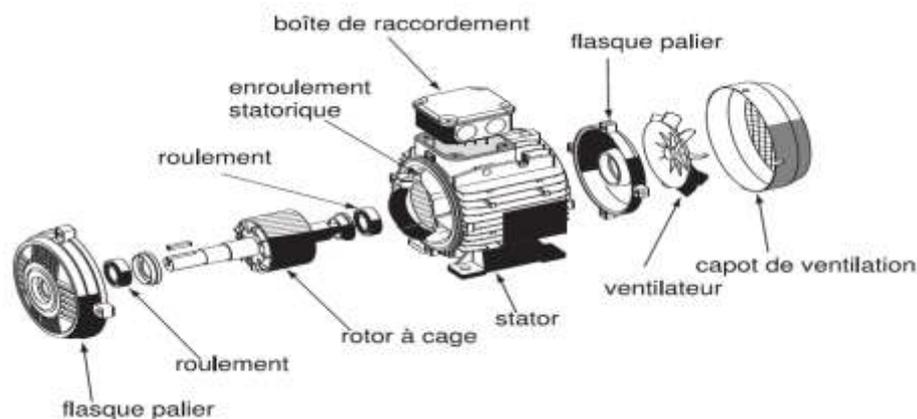


Figure (II. 2) Différentes parties du moteur asynchrone.

II.3 Principe de fonctionnement

Son fonctionnement est basé sur le principe d'interaction électromagnétique; le stator est alimenté par un courant triphasé de fréquence f_s , ce qui donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer à la vitesse angulaire ω_s (Théorème de **Ferraris**).

$$N_s \left(\frac{tr}{min} \right) = \frac{120f}{p} \quad (II.1)$$

Cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme. Les bobines du rotor sont le siège de f.é.m. induites. Comme le rotor est court-circuité; l'interaction entre ce courant et le champ glissant donne naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. On notera que ce couple n'existe que si la f.é.m. est non nulle. Le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait couple d'où le nom de machine asynchrone.

Conformément à la loi de **Lenz**, le sens de rotation est le même que celui du champ tournant pour que la vitesse relative du champ par rapport au rotor diminue. Aussi longtemps que le rotor ne tourne pas

à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer, il est le siège de courant induit, par conséquent le moteur asynchrone fournit un couple.

Le glissement g est défini comme étant l'écart relatif de vitesse entre le rotor et le champ tournant:

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (II.2)$$

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, les variables internes du rotor à cage tel que le courant rotorique ne sont connues qu'à travers le stator [Cha 02], ce qui montre que sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande.

II.4 Les hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices suivantes ont été prises en compte:

- le circuit magnétique est non saturé, parfaitement feuilleté au stator et au rotor, et la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs pour négliger le phénomène d'hystérésis et les pertes dues aux courants de Foucault.
- on ne considère que la première harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase du stator et du rotor.
- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- la constance des inductances propres.
- le système d'alimentation est parfaitement équilibré et sinusoïdal.
- linéarité des flux et f.m.m permet la superposition.

II.5 Equations de la machine asynchrone en régime dynamique

II.5.1 Equations des tensions

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques peuvent être représentés dans l'espace comme indique (figure II.3). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

Les trois enroulements statoriques (S_1, S_2, S_3) et rotoriques (R_1, R_2, R_3) peuvent être représentés schématiquement selon leurs axes magnétiques dans la figure suivante.

On définit aussi les deux axes perpendiculaires: direct d et en quadrature q .

A partir du schéma précédent, nous pouvons déterminer les angles de positions statorique et rotorique respectivement θ_s et θ_r , et l'angle θ qui caractérise l'écart ou la position du rotor par rapport au stator.

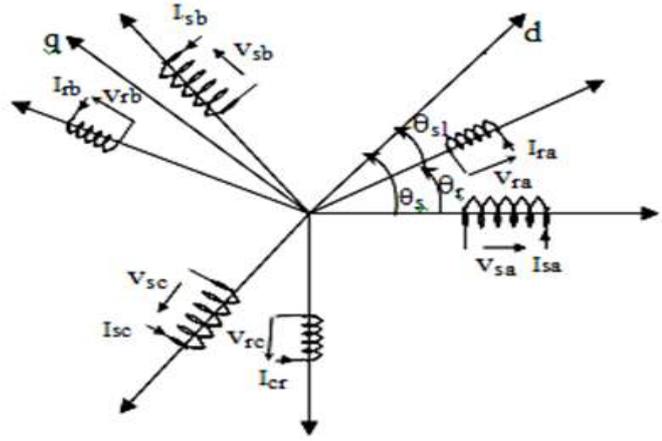


Figure (II. 3) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Le point de départ dans l'étape de l'élaboration du modèle électrique de la machine consiste à modéliser le circuit des enroulements de phases illustrés dans la Figure (II.3). Cette Figure définit les tensions de phase V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} et les courants instantanés i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} circulant dans ces phases ainsi que les f.é.m. induites.

Les six enroulements sont couplés magnétiquement et pour chaque enroulement on peut écrire une équation tirée de la figure ci dessus du type:

$$V = R_i + \frac{d\phi}{dt} \quad (II.3)$$

Où Φ représente le flux total à travers l'enroulement.

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

Le rotor est en court-circuit, donc ses tensions sont nulles.

II.5.2 Equations des flux

La relation entre les flux et les courants est décrite par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Sachant que: L_r , M_{sr} sont des sous matrices d'inductances tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.6 Transformation de Park appliquée à la MAS

D'après [Vas 98], la méthode la plus communément utilisée pour commander le vecteur courant dans les entraînements à courant alternatif est basée sur l'emploi des transformations, dites, de Clarke/Park. Le système de coordonnées pour la transformation de Clarke s'appelle la transformation ($\alpha\beta$). L'objectif consiste à faire un changement de variable qui remplace les enroulements réels par des enroulements équivalents qui ont pour avantage d'être indépendants les uns par rapport aux autres.

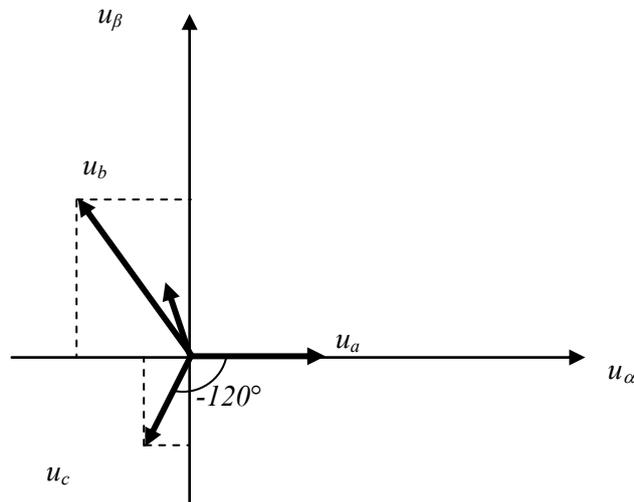


Figure (II. 4) Représentation des axes pour la transformation de Clarke.

L'expression mathématique pour la transformation de Clarke se fait en se basant sur une trigonométrie simple appliquée à la configuration des vecteurs dans la Figure ci-dessus:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= u_a \\ u_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

La transformation, pour un système équilibré, s'écrit sous la forme matricielle suivante:

$$C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La transformation inverse de Clarke peut également être trouvée et il en résulte:

$$\begin{aligned}
 u_a &= u_\alpha \\
 u_b &= -\frac{1}{2}u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \\
 u_c &= -\frac{1}{2}u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta
 \end{aligned} \tag{II.10}$$

On obtient donc:

$$C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{II.11}$$

La transformation de Park permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes (dq) ou les équations de Park. Dans cette transformation, on ajoute l'angle θ entre le repère ($\alpha\beta$) fixé au stator et le repère (dq). Cet angle est calculé par la vitesse de rotation.

$$\theta = p \int_0^t \Omega dt \tag{II.12}$$

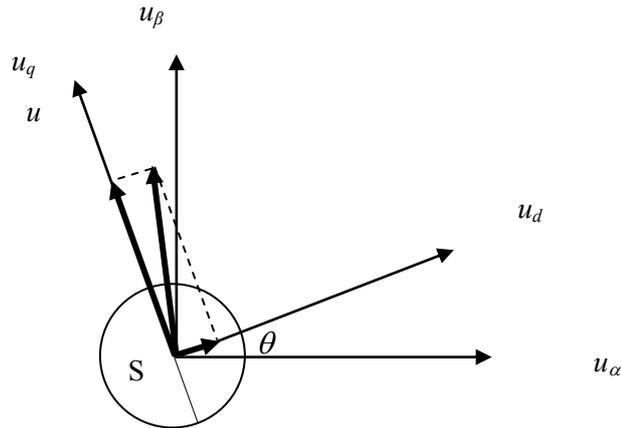


Figure (II. 5) Transformation de Park, $p=1$.

On fait appel à cette transformation pour remplacer ces équations différentielles à coefficients fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants.

On remarque sur la figure (II-5) que θ_s et θ_r sont naturellement liés à θ par la relation suivante

$$\theta_s - \theta_r = \theta \tag{II.13}$$

La matrice de changement de base pour un système équilibré est $[p(\theta)]$ définie par:

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

D'où sa matrice inverse:

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

En faisant une transformation de Park d'angle θ_s (θ_s est l'angle électrique entre l'axe d et le stator).
Pour les grandeurs statoriques, on obtient les grandeurs statoriques $V_{sd}, V_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$.

En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (θ_r est l'angle électrique entre le rotor et le stator).
Pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques i_{rd}, i_{rq} .

II.6.1 Equations de tensions

Les équations relatives aux tensions rotoriques dans le repère de Park prennent l'expression suivante:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.17)$$

avec:

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.18)$$

II.6.2 Equations des flux

Partons de l'équation:

$$[\phi_{sdqo}] = [p(\theta)] [\phi_{sabc}] \quad (II.19)$$

Au stator, nous avons:

$$[\phi_{sdqo}] = [L_s] [i_{sdqo}] + [M_{sr}] [i_{rdqo}] \quad (II.20)$$

$$[\phi_{sdqo}] [p(\theta)]^{-1} = [p(\theta_s)]^{-1} [L_s] [i_{sdqo}] + [M_{sr}] [p(\theta)]^{-1} [i_{rdqo}] \quad (II.21)$$

$$[\phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [L_s] [p(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [p(\theta_s)] [M_{sr}] [p(\theta)]^{-1} [i_{rdqo}] \quad (II.22)$$

On définit:

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique.

$M_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{so} = l_s + M_s$: inductance homopolaire statorique.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

Donc:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M_{sr} \cdot i_{rq} \\ \phi_{so} = L_{so} \cdot i_{so} \end{cases} \quad (II.24)$$

On procède de la même façon:

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M_{sr} \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M_{sr} \cdot i_{sq} \\ \phi_{ro} = L_{ro} \cdot i_{ro} \end{cases} \quad (II.25)$$

Avec:

$L_r = \ell_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_{ro} = \ell_r + 2M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

- En annulant les tensions rotoriques puisque le rotor est en court-circuit.
- En absence de composante homopolaire c'est-à-dire lorsque $i_a + i_b + i_c = 0$ et $V_a + V_b + V_c = 0$.

Les composantes I_o et V_o obtenues par la transformation sont nulles.

- On notera cette fois l'absence de couplage entre les axes d et q de la transformation. C'est cela qui est le plus intéressant.

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante:

- La tension:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.26)$$

- Les flux:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (II.27)$$

II.6.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine à P paire de pole est donnée par:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) \quad (II.28)$$

avec: $\Omega = \frac{\omega}{p}$ (II.29)

II.7 Choix du repère dq

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor.

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator ou au rotor ou au champ tournant, rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles de transformation de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations, on peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

- Dans un référentiel lié à un champ tournant, l'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'en faire aisément la régulation où on a besoin d'une orientation du flux.
- Dans un référentiel lié au stator pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Dans un référentiel lié au rotor pour l'étude des grandeurs statoriques.

II.8 Expression du couple instantané en régime quelconque

II.8.1 Puissance instantanée

Le stator étant considéré comme générateur et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut:

$$P_e = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} - V_{ra} \cdot i_{ra} - V_{rb} \cdot i_{rb} - V_{rc} \cdot i_{rc} \quad (II.30)$$

En appliquant la transformation de Park

$$P_e = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \quad (II.31)$$

Le terme homopolaire sera nul.

On obtient:

$$P_e = \left[R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \right] i_{sd} + \left[R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sd} \right] i_{sq} \quad (II.32)$$

$$P_e = \left\{ R_s \cdot i_{sd}^2 + R_s \cdot i_{sq}^2 \right\} + \left\{ \frac{d\phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right\} + \left\{ \omega_s (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \right\} \quad (II.33)$$

- Le premier terme entre accolades est facilement identifiable aux pertes joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ comme le montre le calcul ci-dessous:

$$P_e = U \cdot I = -e \cdot i = \frac{d\Phi}{dt} \cdot i \quad (II.34)$$

Il ne s'agit pas de puissance dissipée par effet joule puisque le circuit est parfait, par ailleurs le circuit ci-dessus ne met pas évidence de transformation d'énergie.

- Le troisième terme entre accolades ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

II.8.2 Couple instantané

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega = \omega (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (II.35)$$

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (II.36)$$

$$C_{em} = p (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (II.37)$$

II.8.3 Autres expressions du couple instantané

En utilisant les expressions des flux statoriques:

$$\begin{aligned} C_{em} &= p [(L_s \cdot i_{sd} + M_{sr} \cdot i_{rd}) i_{sq} - (L_s \cdot i_{sq} + M_{sr} \cdot i_{rq}) i_{sd}] \\ &= p \cdot M_{sr} (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{rq} \cdot i_{sd}) \end{aligned} \quad (II.38)$$

Ou encore en faisant appel aux flux rotoriques, on aura:

$$\phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M_{sr} \cdot i_{sd} \quad (II.39)$$

D'où:

$$i_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (II.40)$$

$$\phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M_{sr} \cdot i_{sq} \quad (II.41)$$

Soit encore:
$$i_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (II.42)$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (II.43)$$

En substituant les flux par leurs expressions dans les équations des tensions, on aura la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_s \cdot L_s & M_{sr} \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_s \cdot M_{sr} \\ \omega_s \cdot L_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & \omega_s \cdot M_{sr} & M_{sr} \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M_{sr} \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_r \cdot M_{sr} & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_r \cdot L_r \\ \omega_r \cdot M_{sr} & M_{sr} \left(\frac{d}{dt} \right) & \omega_r \cdot L_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.44)$$

A travers ces équations, on voit la similitude du processus de conversion électromagnétique d'énergie de la MAS avec la machine à courant continu, tel que:

$R_s + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt}$: traduit la chute de tension ohmique dans les enroulements de la machine due au

passage du courant i_{sd} dans l'enroulement statorique suivant l'axe "d":

$-\omega_s \cdot M_{sr} \cdot i_{rq}$: traduit la f.é.m. induite par la rotation de l'enroulement statorique suivant l'axe "q" par rapport à l'enroulement statorique suivant l'axe "d":

$M_{sr} \cdot \frac{di_{rd}}{dt}$: traduit le couplage magnétique entre les enroulements de même nature à travers la inductance mutuelle.

$-\omega_s \cdot M_{sr} \cdot i_{rq}$: traduit la f.é.m. induite par la rotation de l'enroulement rotorique suivant l'axe "q" par rapport à l'enroulement rotorique d'axe "d".

A partir des équations précédentes, présentant la machine dans le repère "dq" lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s , nous pouvons obtenir le modèle suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 \right) \cdot R_r \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \phi_{rq} \cdot \omega + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 \right) \cdot R_r \cdot i_{sq} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_{rq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \phi_{rd} \cdot \omega + V_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 \cdot M_{sr}}{L_r \cdot J} \cdot (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{f}{J} \cdot \omega - \frac{p}{J} \cdot C_r \end{array} \right. \quad (II.45)$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r \cdot L_s}$: est le coefficient de dispersion de Blondel.

II.9 Alimentation de la machine asynchrone

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, l'étude du système d'entraînement complet, où la MAS est associée à deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes antiparallèles et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé.

La figure (II.6) illustre le schéma de principe de cette association.

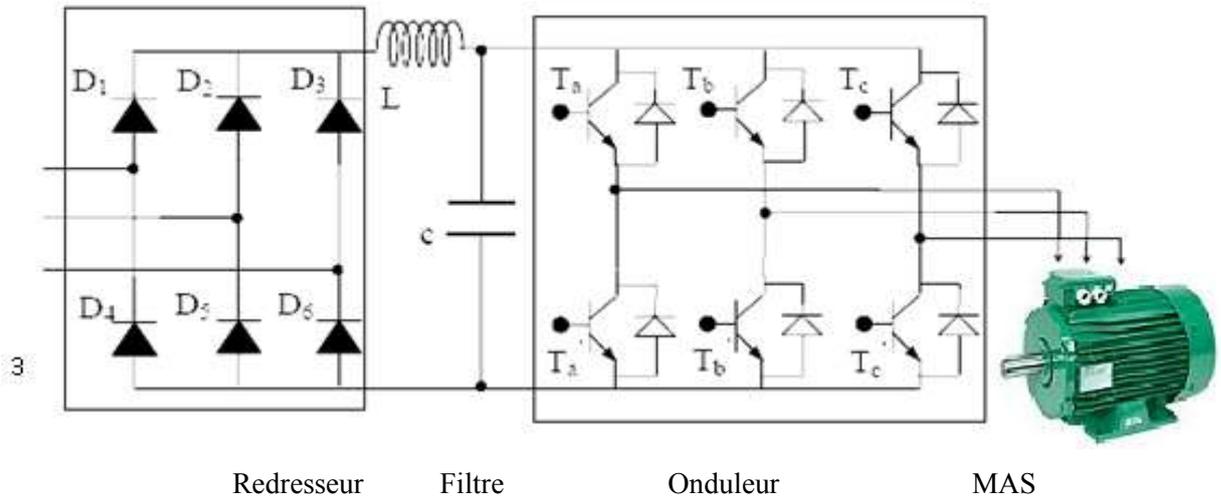


Figure (II. 6) Schéma de principe de l'association MAS onduleur.

Les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur, on a besoin de trois signaux logiques (S_1, S_2 et S_3). Pour plus de détail, le lecteur peut se référer à [kad 00], [Sue 92].

II.9.1 Modèle de l'onduleur de tension

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté 0 .

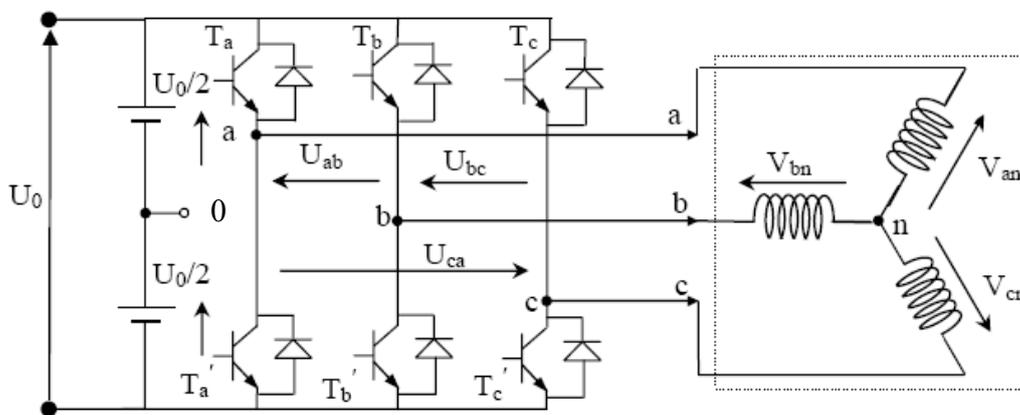


Figure (II. 7) Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Les tensions simples appliquées à la machine peuvent être obtenues à partir des tensions V_{ao}, V_{bo}, V_{co} entre les trois bornes de sortie de l'onduleur, et le point milieu de la source de la tension continue par la relation:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (II.46)$$

La *MLI* vectorielle reste la plus favorable pour le contrôle instantané des courants car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide.

II.9.2 Commande de l'onduleur

La commande par hystérésis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsion (*MLI*) sont utilisées pour commander les onduleurs. Malgré les nombreuses références consacrées à la commande par hystérésis ([Mat 88], [Maz 85]), la technique *MLI* reste la plus utilisée et la plus conseillée. La technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques. En effet, elle a fait objet d'intensives recherches depuis plusieurs décennies (pour plus de détails. Voir [Hol 92]).

Trois catégories de *MLI*, qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [Kad 00]: la *MLI* sinusoïdale, la *MLI* pré-calculée et la technique dite méthode *MLI* vectorielle [Hol 92]. La dernière catégorie reste la plus favorable pour le contrôle instantané des courants car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide.

Actuellement, un certain nombre de critères sont mis au point pour aider à choisir la méthode qui soit favorable à l'application souhaitée [Has 08]. Parmi ces critères, on cite:

- Le taux d'harmoniques du courant qui affecte les pertes fer et par conséquent le rendement,
- Les ondulations du couple, fonction directe du taux d'harmoniques des courants,
- La fréquence de commutation mais son augmentation est proportionnelle aux pertes dans les semi-conducteurs. Pour les *IGBTs*, elle est autour de **10kHz**,
- Les performances dynamiques: elles dépendent du temps de réponse des courants. Le filtrage est utilisé pour réduire les harmoniques d'ordre élevé ce qui affecte directement le temps de réponse des courants.

II.9.3 Principe de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle manipule les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Clarke. On suppose qu'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation détermine les composantes souhaitées à savoir $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

La modélisation de l'onduleur de tension agit comme dans le cas d'un circuit combinatoire, il peut générer huit vecteurs de tension $\vec{V}_i (i=0, \dots, 7)$, dans le plans $(\alpha\beta)$, pour les différentes combinaisons de commande (C_1, C_2 et C_3). Parmi ces huit vecteurs générés, deux sont nuls (V_0 et V_7). Les six autres (V_1 - V_6) possèdent un module de $2V_{dc}/3$ et une direction bien déterminée.

Pratiquement, l'onduleur ne peut donc fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . Cela veut dire qu'on ne peut réaliser une tension quelconque ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$) qu'en valeur moyenne et sur une période de hachage T_z . Il faut donc appliquer des vecteurs de tension réalisables \vec{V}_i pendant des

durées adéquates sur cet intervalle T_z . Afin de minimiser les ondulations de tensions, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser $(V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta})$ avec les deux vecteurs de tension \vec{V}_i les plus proches [Lou97] [Kha 06].

L'objectif de la stratégie *MLI* vectorielle est d'approximer le vecteur tension désiré V_s^* (délivré par un correcteur) en utilisant les huit vecteurs fournis par l'onduleur (voir figure (II.8)).

Dans le but d'implanter l'algorithme de la modulation vectorielle, les étapes suivantes doivent être suivies:

Première étape: détermination du secteur où se trouve, le vecteur tension de référence, défini par ses composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Deuxième étape: Détermination de T_1 , T_2 et T_0 ; temps d'application de chaque vecteur adjacent au secteur calculé.

Troisième étape: Calcul des rapports cycliques de chaque transistor constituant l'onduleur.

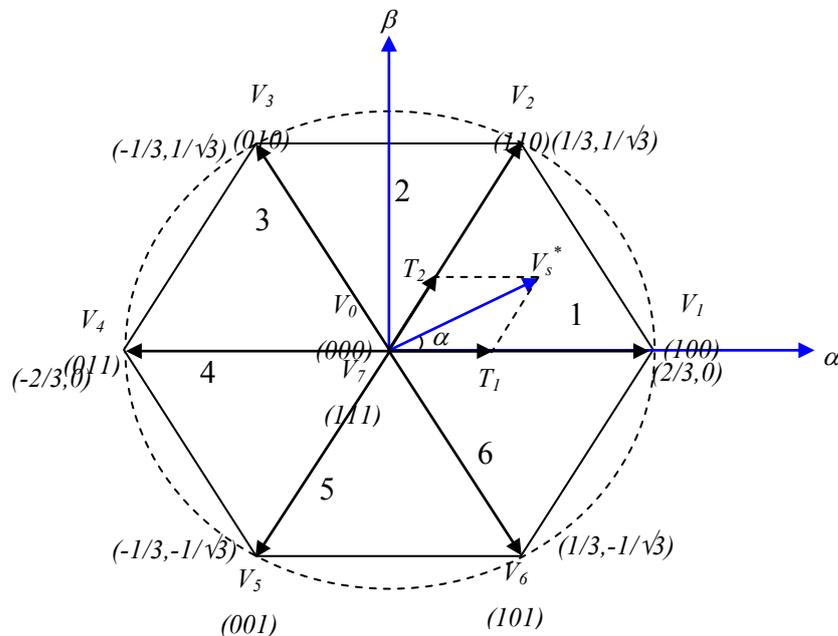


Figure (II. 8) Représentation des tensions générées par l'onduleur.

II.9.4 Détermination des secteurs

Puisque chaque interrupteur possède deux états (ouvert ou fermé) ce qui donne donc $2^3=8$ combinaisons représentées par huit vecteurs, six vecteurs principaux (1 à 6) et deux vecteurs de roues libres (0 et 7), voir figure II.9. Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre de 60° formant six sections. Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur. Par exemple, le vecteur V_1 est lié à la séquence (001) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs T_a , T_b' et T_c' sont fermés [kad 00].

On définit un vecteur V_s^* par la relation suivante:

$$V_s^* = V_{s\alpha} + j.V_{s\beta} \quad (\text{II.47})$$

Le passage du plan abc au plan $\alpha\beta$ se fait par:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Le vecteur V_s^* est caractérisé par son amplitude $|V_s^*|$, et son angle α :

$$|V_s^*| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{II.49})$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right) \quad (\text{II.50})$$

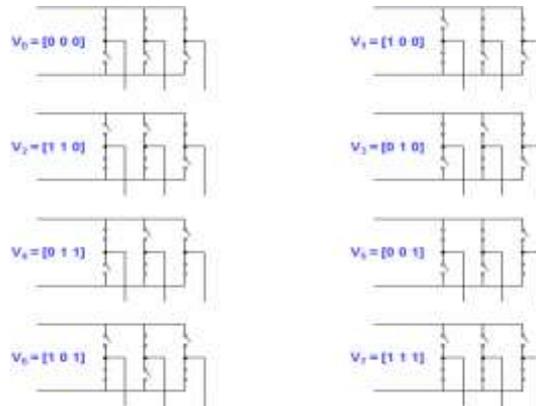


Figure (II. 1) Etat des interrupteurs correspondants à chaque vecteur de tensions.

Ce vecteur est généré en valeur moyenne par une application successive des séquences actives et des séquences de roue-libre.

À chaque rotation complète du vecteur V_s^* , dans le plan de la figure (II.8), les huit secteurs sont balayés. Pour ne pas avoir de commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté à la fois.

Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la figure (II.10):

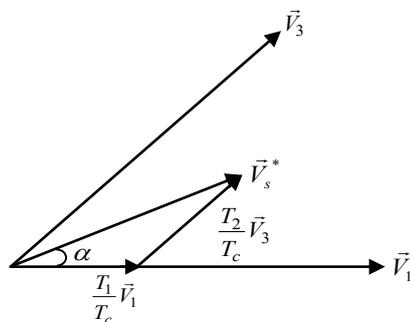


Figure (II.10) Temps d'application par projection du vecteur tension désiré.

Si le vecteur V_s^* , se situe dans le secteur I entre le vecteur V_1 et V_3 , voir figure (II.8), ce qui permet d'écrire:

$$V_s^* \cdot T_c = V_1 \cdot T_1 + V_3 \cdot T_2 \quad (II.51)$$

Où T_c représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_3 . Elles sont exprimées par:

$$\begin{aligned} T_1 &= \sqrt{3} T_c \frac{|V_s^*|}{u_0} \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 &= \sqrt{3} T_c \frac{|V_s^*|}{u_0} \sin(\alpha) \\ T_0 &= T_c - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (II.52)$$

T_0 est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur V_s^* , coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_s^* s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_3 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_s^* atteint le vecteur V_3 , T_1 sera nul et T_2 sera maximal.

Les expressions (II.52) sont valables uniquement lorsque le cercle formé par le vecteur V_s^* durant sa rotation, ne dépasse pas les droites de l'hexagone (voir figure (II.8)). Toutefois, dans le cas contraire, on est en présence d'une sur-modulation [kad 00], [Lee-94], [Has 08].

Les durées de modulation doivent être corrigées comme suit:

$$\begin{cases} T_1 = T_1 \frac{T_z}{T_1 + T_2} \\ T_2 = T_2 \frac{T_z}{T_1 + T_2} \\ T_0 = 0 \end{cases} \quad (II.53)$$

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 60° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Sachant qu'à la sortie du contrôleur, on obtient deux tensions de commande (V_{sd} et V_{sq}) qui tournent avec le référentiel fixé au rotor. Afin d'exploiter cette méthode, il faut transformer ces deux tensions en deux tensions de commande $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ qui tournent avec le référentiel fixé au stator et ainsi elles deviennent les entrées du modulateur. On définit un vecteur V_s représentatif à l'instant t du système triphasé, et qui satisfait:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (II.54)$$

Ainsi, la détermination de la position du vecteur V_s est réalisée à l'aide de l'algorithme suivant:

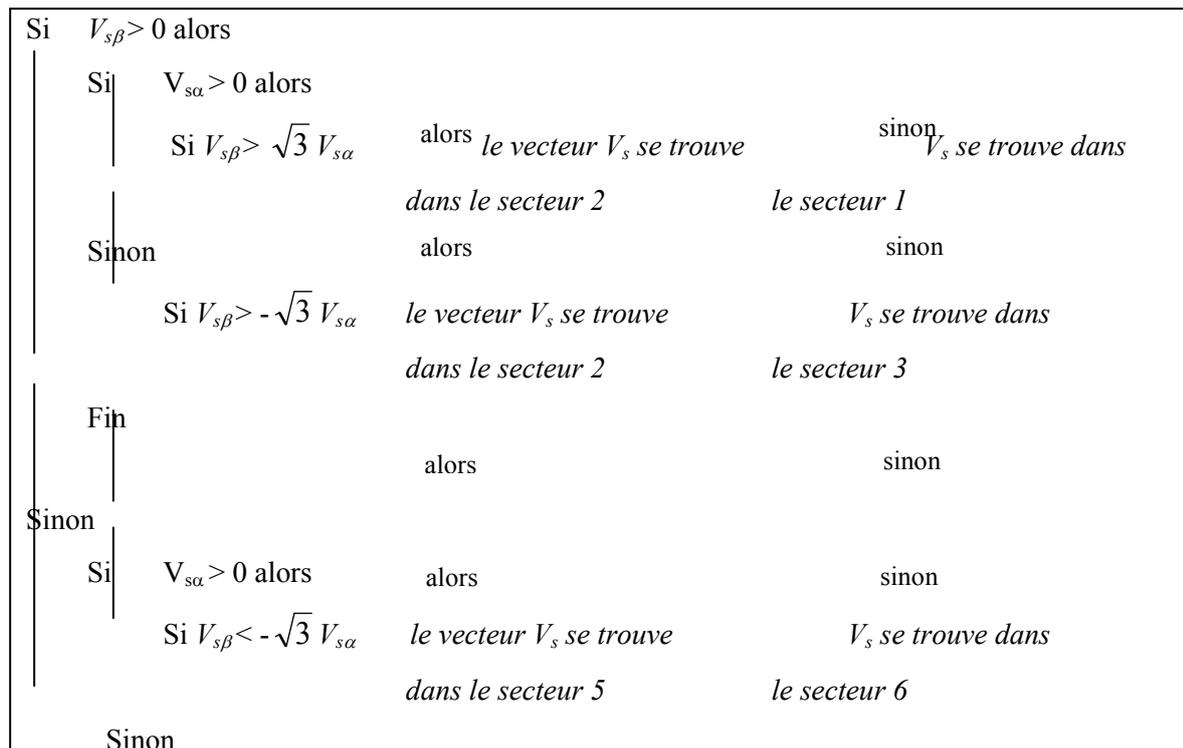


Figure (II. 11) Algorithme général de la détermination des secteurs.

II.10 Simulation de la MAS

Dans un objectif de vérifier le modèle que nous avons développé dans cette partie, une simulation en boucle ouverte est réalisée avec le logiciel *Matlab/Simulink* en utilisant la méthode de calcul *Euler (ode 1)* avec un pas d'échantillonnage de 10^{-4} s.

La figure (II.12) représente les allures de grandeurs électriques et mécaniques de la machine branchée directement sur le réseau.

La figure (II.13) représente les résultats de simulation de la MAS associé à un onduleur de tension. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe (A.1).

La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à la vitesse de synchronisme 314 rad/s . On remarque l'appel classique du courant (environ 5 fois la valeur nominale), nécessaire pour faire démarrer la machine, l'établissement de la vitesse à sa valeur nominale avec la présence d'oscillations qui sont beaucoup plus apparentes sur le couple.

L'application de charge avec un couple résistant (C_r) de 5 N.m pendant 0.8 s , accompagnée d'une chute de vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.

On constate les mêmes performances avec la présence d'ondulation dues aux fréquences élevées de l'onduleur, on note aussi un régime transitoire relativement plus long.

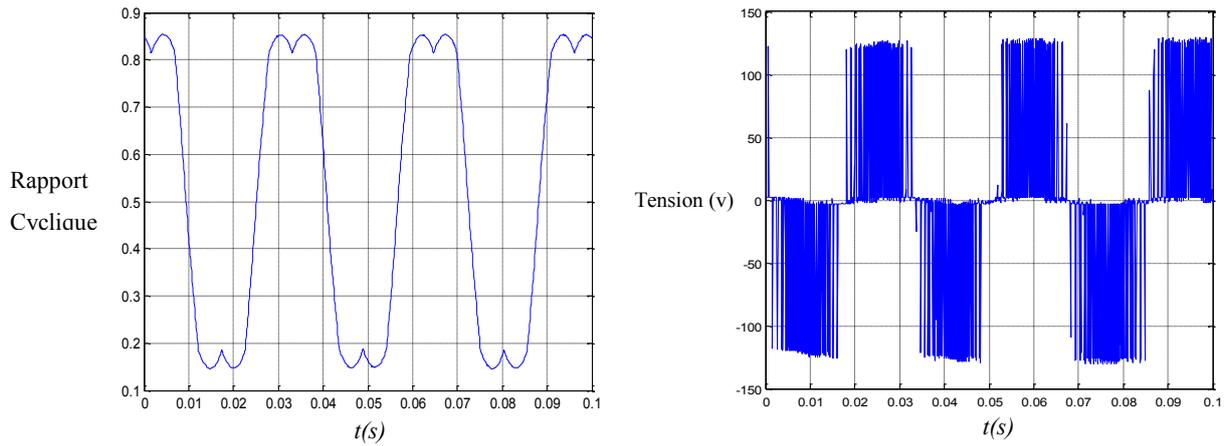


Figure (II.22) Résultats de simulation de la modulation vectorielle.

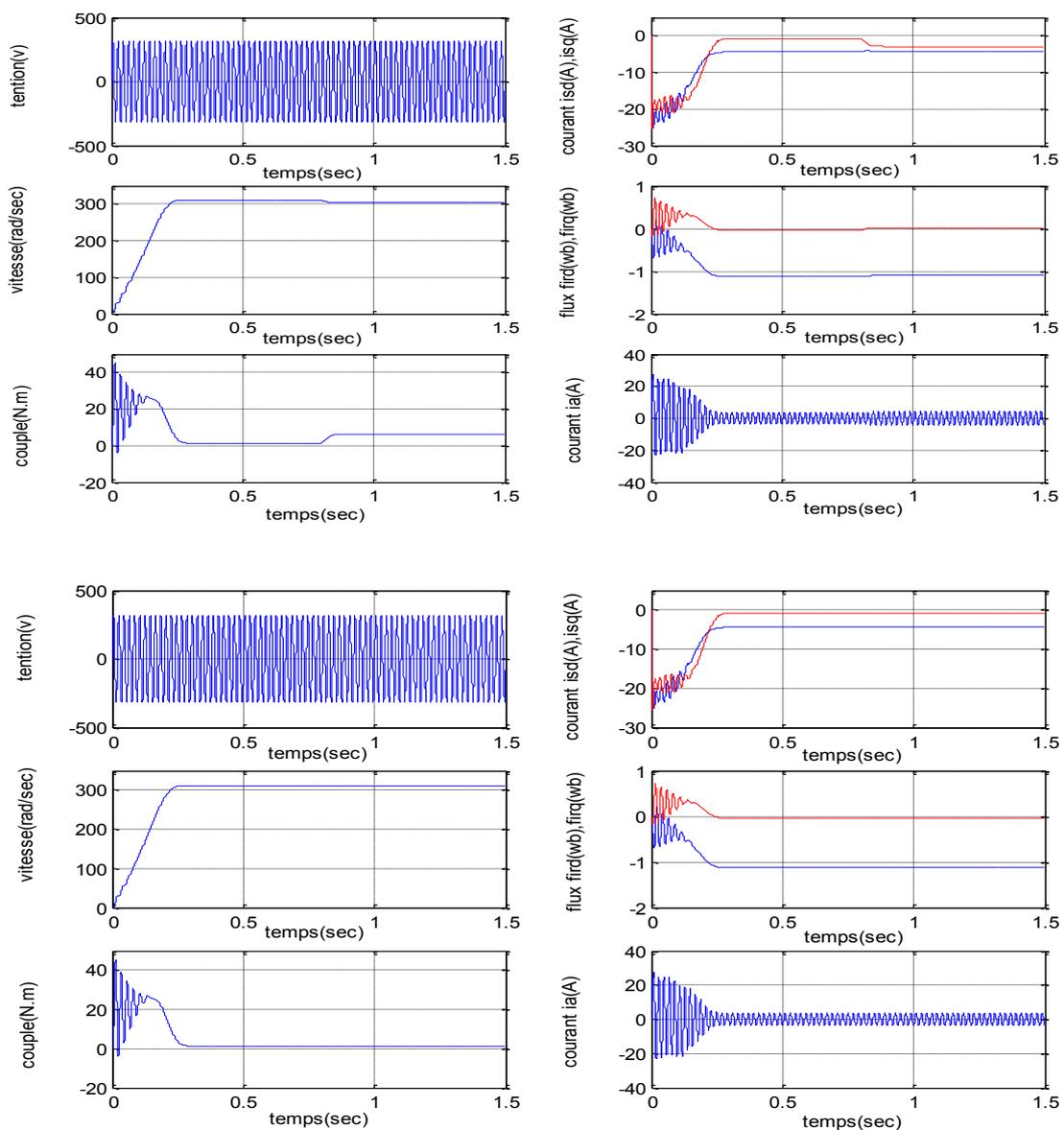


Figure (II.13) Simulation de la MAS en boucle ouverte alimentée en tension alternative avec application de charge ($C_r = 5\text{N.m}$, à $t = 0.8\text{s}$).

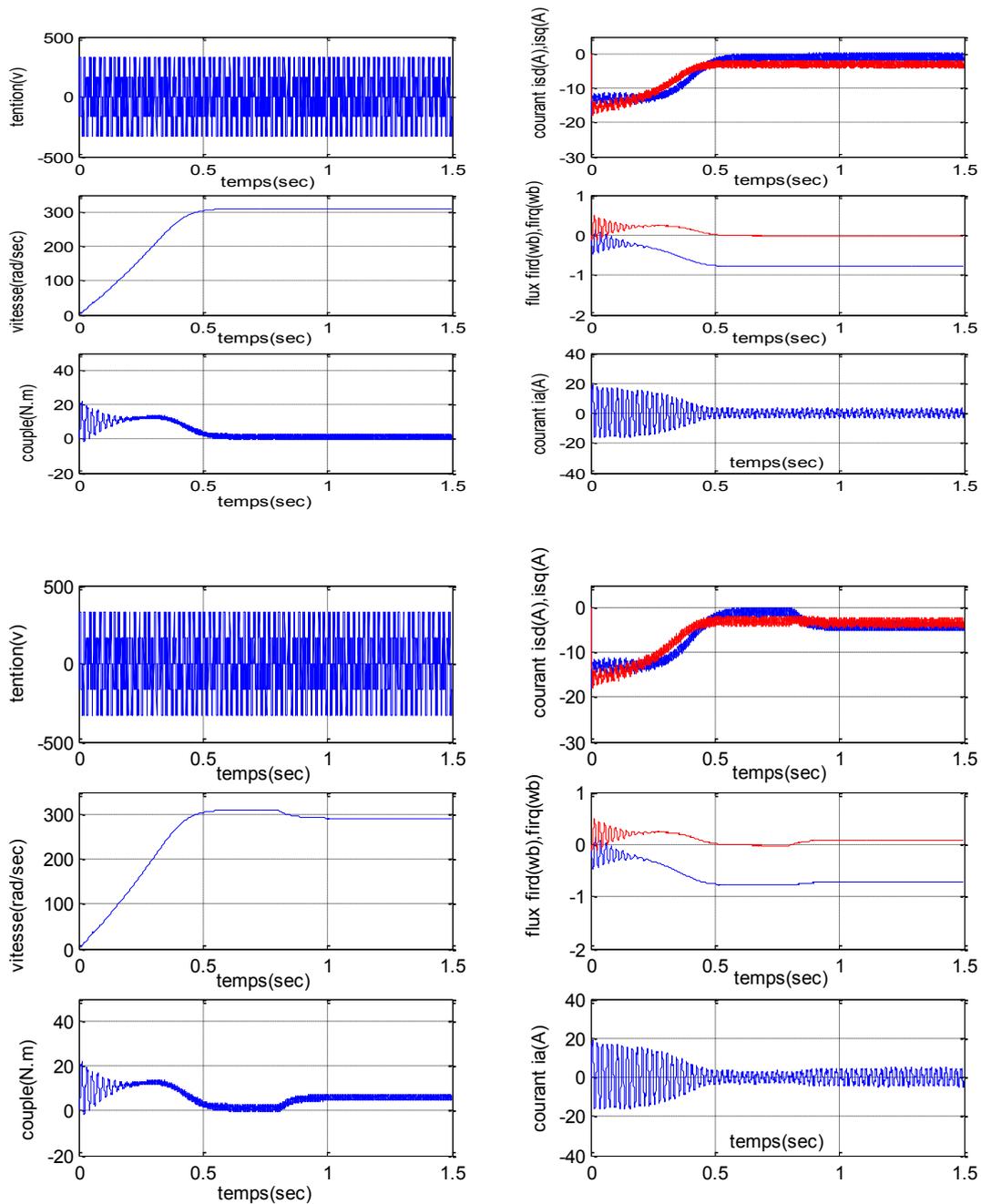


Figure (II.4) Simulation de la *MAS* en boucle ouverte alimentée par un onduleur de tension à *MLI* avec application de charge ($C_r=5N.m$ à $t=0.8s$).

II.11 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie, la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices sans lesquelles notre système serait complexe et difficile à représenter, à simuler et à analyser.

La transformation de Park et la transformation de Clarke ont rendu ce modèle plus simple. L'avantage principal de cette simplification est le découplage réalisé pour les axes magnétiques.

La *MLI* vectorielle utilisée dans notre cas a été détaillée d'une manière qui facilite son utilisation dans l'algorithme de commande. C'est le même algorithme qui sera utilisé dans les essais pratiques.

Les essais de simulations nous ont permis de valider notre modèle

La simulation en boucle ouverte était nécessaire pour valider ce modèle qui sera utilisé par la suite dans la commande.

II.12 Références bibliographiques

- [Bos 86]** B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.
- [Cha 02]** Ch. El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razek, "Decoupled Direct Control for PWM *Inverter-Fed Induction Motor Drives*", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, September/October 2002.
- [Cho 97]** D.R. Chouiter, "Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, janvier 1997.
- [Gab 01]** G. Buche, "Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement *Temps Réel Matlab/Simulink*", Mémoire d'Ingénieur *C.N.A.M.* En Automatismes Industriels, centre Régional Associé De Grenoble (*C.U.E.F.A.*), 7/03/2001.
- [Hol 92]** J- Holtz, "Pulse width Modulation-A survey", *IEEE Trans. On Indust. Electronics*, vol. 39, no. 5, Dec. 1992, pp. 410-420.
- [Kad 00]** A. Kaddouri, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat de l'université de Laval, 2000.
- [Kha 06]** F. Khatounian, "Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'ENS de Cachan, décembre 2006.
- [Kra 02]** P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", Wiley-*IEEE Press*; 2^e édition, *ISBN-13: 978-0471143260*, February 19, 2002.
- [Lee 94]** D.-C. Lee, S.-K. Sul & M.-H. Park, "High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive", *IEEE Trans on Industry Applic.*, vol. 30, no. 5, pp. 1247-1257. sep. 1994.
- [Leo 01]** W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer; 3^e édition, *ISBN-13: 978-3540418207* September 21, 2001.
- [Les 81]** J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Edition technique et documentation, 1981.

- [Mat 88]** N. Matsui & H. Ohashi, "*DSP*-based adaptive control of a brushless motor", *US-IEEE*, pp.375-380, 1988.
- [Maz 85]** M. Lajoie-Mazenc et al, "Study and implementation of hysteresis controlled inverter on permanent magnet synchronous machine", *IEEE Trans. on ind. appli.* , vol. 1A-21, no. 2, pp. 408-413, March 1985.
- [Sch 03]** D. Schröder, "Tutorial: Nonlinear Control of Drives", The 29'th Annual Conference of the *IEEE* Industrial Electronics Society, *IECON* 2003.
- [Vas 98]** P. Vas, "Sensorless vector and direct torque control", Oxford University Press, *USA*, ISBN-13: 978-0198564652, July 9, 1998.

CHAPITRE III

Commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La commande vectorielle à flux orienté, est la stratégie de commande la plus répandue dans le milieu industriel, pour des applications nécessitant de moyennes et grandes performances dynamiques. Développée par Blaschke au début des années 70, il aura toutefois fallu attendre 1980 pour voir la première réalisation pratique. C'est en effet à partir des progrès de la Micro-électronique, et notamment des microprocesseurs puis des *DSP*, que la commande vectorielle a pu prendre son essor.

Notons que l'objectif principal de la commande vectorielle est de retrouver la configuration dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés, suite au découplage naturel existant entre le flux (courant d'excitation) et le couple (courant d'induit). Afin d'y arriver, le contrôle vectoriel a tiré l'idée de base du modèle du moteur asynchrone dans le repère "*dq*". En effet, le fait d'orienter le flux dans la *MAS* suivant l'axe "*d*", et de le maintenir constant via i_{sd} , permet de régler aisément le couple à travers i_{sq} , réalisant ainsi le découplage entre le flux et le couple dans la *MAS*. Cette façon de procéder montre l'extrême importance de la régulation de i_{sd} et i_{sq} . Ainsi, à l'opposée de la machine à courant continu, les composantes i_{sd} et i_{sq} sont fortement couplés. Ceci met en évidence l'importance de réaliser le découplage, car tout changement dans l'un produit une influence sur l'autre et détériore, par conséquent, le contrôle du couple. Ce problème a motivé différents chercheurs et continu à faire l'objet de plusieurs publications [Bri 00], [Jun 97], [Har 98], [Com 08] [Com 09].

A noter également que la commande vectorielle avec la structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée [Vas 98], [Bos 86], [Bos 97], [Leo 85]. Ceci est avantageux et d'un usage industriel très répandu [Fla 94] [Mar 87]. La commande ainsi adoptée consiste principalement en deux contrôleurs.

- 1) une boucle de commande de courants,
- 2) une boucle externe de contrôle de vitesse.

L'objectif du présent chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle en introduisant plusieurs combinaisons des contrôleurs classiques de type *PI*.

Dans ce qui suit, nous présentons d'abord, brièvement, le principe de la commande vectorielle. Après, nous décrirons la configuration générale de commande vectorielle indirecte de la *MAS*, en synthétisant différents correcteurs du courant statorique et de la vitesse du moteur.

III.2 Principe du contrôle vectoriel de la MAS

La commande par flux orienté ou commande vectorielle introduite dès 1971 par *Blaschke* est basée sur l'électromagnétisme: «la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ» [Bla 72].

Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ. Si ce principe est applicable aux machines électriques à courant continu qui sont naturellement découplés, il n'en est pas de

même pour la MAS où l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge. Ceci induit des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes.

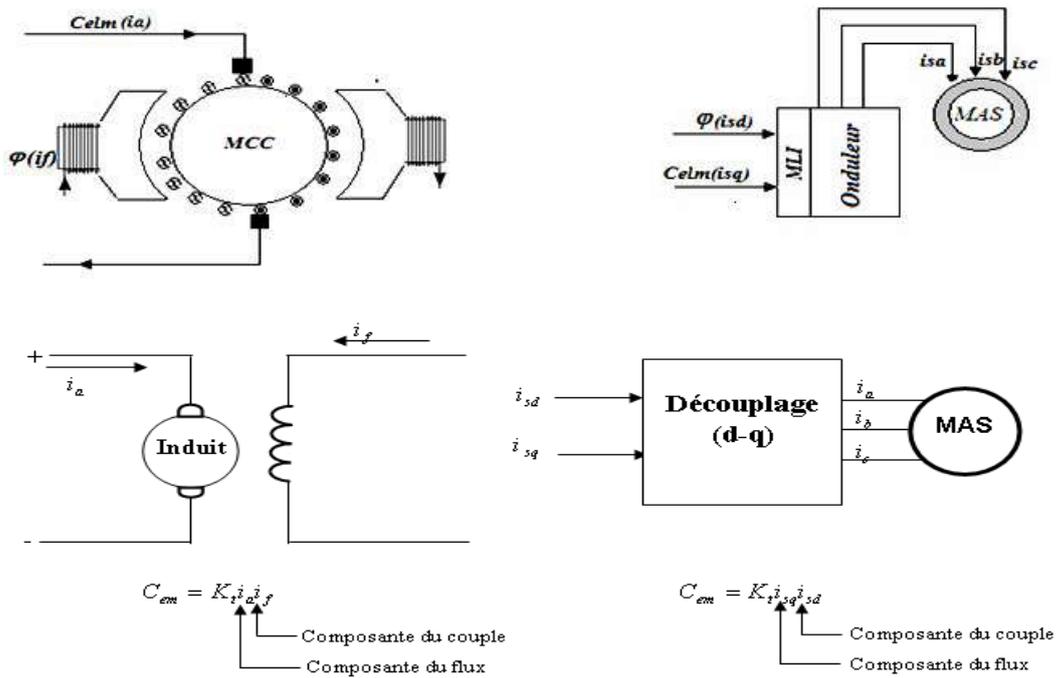


Figure (III.1) Analogie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu dans le contrôle vectoriel.

Cette stratégie est basée sur un choix adéquat du repère de référence [Jel 91], [Leo 83], lié au flux du rotor. La décomposition du courant statorique en i_{sd} suivant le flux du rotor et en i_{sq} en quadrature avec ce flux, permet de mettre en évidence une commande découplée où le fonctionnement est facilement comparable à celui du moteur à courant continu à excitation séparée (voir figure III.2).

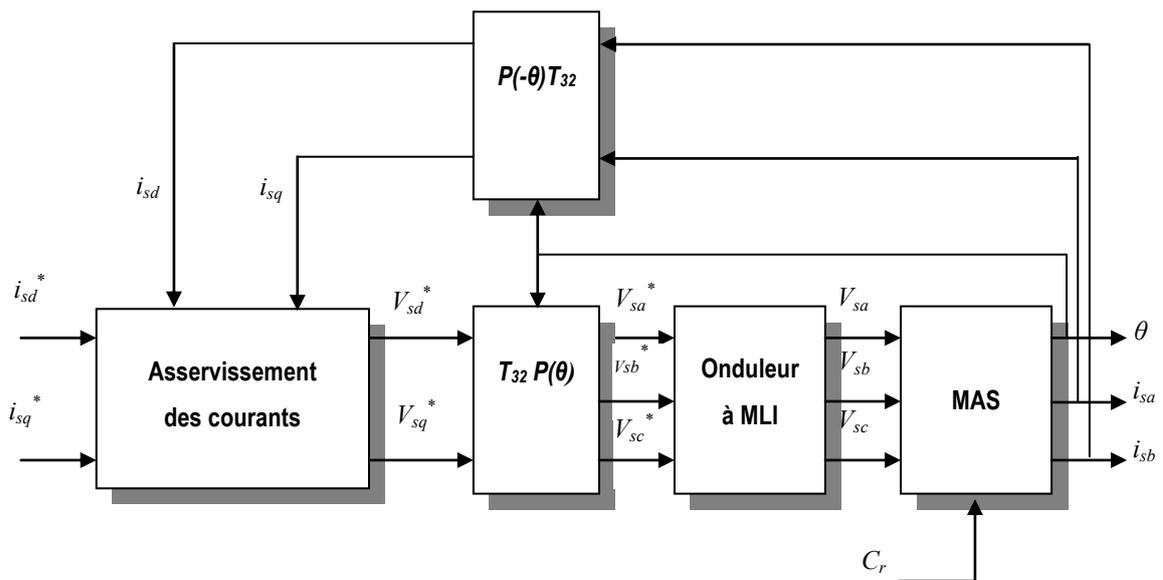


Figure (III. 2) Structure générale de la commande vectorielle de la MAS.

III.2.1 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Connue sous le nom de contrôle direct du flux (**DFOC**) Direct Field Oriented Control, cette méthode exige une bonne connaissance du module et de la phase du flux rotorique quelque soit le régime transitoire effectué [Dav 04].

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés [Dav 04] et [Fac 03]. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiels tournant (dq) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [Fac 03].

Les inconvénients de cette méthode sont dus au fait que les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.). De plus, la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable.

Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication [Dav 04]. Pour cette raison, une deuxième méthode basée sur l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) est généralement utilisée. La configuration générale est illustrée dans la figure III.3.

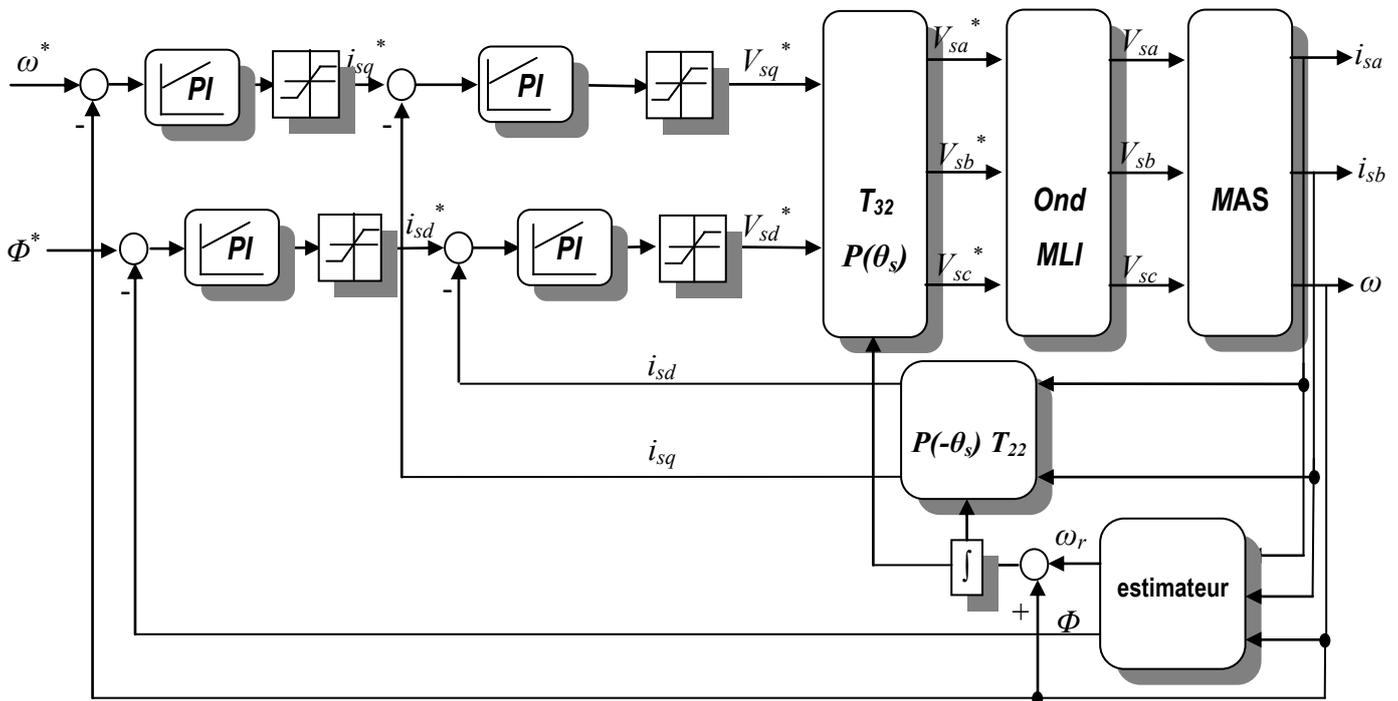


Figure (III.3) Contrôle vectoriel direct de la MAS.

III.2.2 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence [Dav 04]. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_{em}^* et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire.

Le contrôle vectoriel de la MAS est donc un type de commande permettant de découpler le couple et le flux et inversement. Ceci consiste alors à choisir un système d'axes approprié. Ainsi, le repère de référence (dq) est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe d . Les deux composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} représentent les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple. Il est à noter, par ailleurs, que la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est la plus utilisée du fait qu'elle permet l'élimination de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique [Bos 86], [Bag 99].

Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (III.1)$$

En imposant, $\phi_{rq} = 0$, les équations de Park données en (III.1) débouchent sur les propriétés suivantes:

- l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que $\phi_{rd} = \phi_r$;
- si le moteur fonctionne à flux rotorique constant, la composante i_{rd} du courant rotorique est toujours nulle. Cette caractéristique est vraie car nous avons pour $\phi_{rq} = 0$:

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (III.2)$$

- l'évolution du couple dans le moteur est guidée par la composante i_{rq} et qui peut, à son tour, être contrôlé par i_{sq} car:

$$\phi_{rq} = M_{sr} i_{sq} + L_r i_{rq} = 0 \quad (III.3)$$

ceci conduit à écrire:

$$i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq} \quad (III.4)$$

- dans ces conditions, l'expression du couple développé par le moteur devient:

$$C_{em} = p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \cdot i_{sq} \quad (III.5)$$

Ce type de commande conduit à établir un modèle mathématique du moteur qui prend la forme donnée en (III.6). Ainsi, les expressions (III.6) ont servi pour développer le schéma général de contrôle vectoriel indirect à flux rotorique orienté.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_{sc} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \sigma \omega_s L_{sc} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_{sc} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r + \sigma \omega_s L_{sc} i_{sd} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M_{sr} i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \phi_r} i_{sq} \end{array} \right. \quad (III.6)$$

III.2.2.1 Caractéristiques générales du contrôle vectoriel indirect

La structure générale du contrôle incluant l'asservissement de vitesse est donnée sur la figure (III.4). Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé. Cependant, ni capteur, ni estimateur ou observateur de flux ne sont donc nécessaires. Ainsi, si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, la connaissance de sa position est nécessaire afin d'effectuer les changements de coordonnées. Ce qui explique la nécessité de présence d'un capteur de position rotorique. Il est important de souligner que ce principe de contrôle est très simple à mettre en œuvre.

Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux composantes du courant i_{sd} , i_{sq} et une boucle externe plus lente pour la régulation de vitesse. A partir des grandeurs de référence, qu'on souhaite imposées ϕ_r^* et C_{em}^* , les composantes du courant i_{sd}^* et i_{sq}^* peuvent être calculées selon les relations présentées précédemment. i_{sd}^* et i_{sq}^* sont ensuite comparés aux valeurs i_{sd} et i_{sq} issues de la mesure des courants réels. Les erreurs entre ces valeurs sollicitent l'entrée des correcteurs dont les sorties sont, respectivement, les tensions de références V_{sd}^* et V_{sq}^* . Une transformation de coordonnées selon une rotation d'angle θ_s permet de définir les trois tensions de références qui commandent l'onduleur.

Afin d'améliorer la précision de l'angle θ_s , on préfère le définir comme étant la composition de deux angles: θ et θ_r . Rappelons que θ est la position du rotor, par contre, θ_r représente l'intégrale du terme:

$$\frac{M_{sr}}{T_r \phi_r^*} i_{sq}^*$$

Mentionnons que mise à part l'ajout du capteur de position, la commande vectorielle indirecte est plus simple à mettre en œuvre que la commande directe. Par ailleurs, des performances dynamiques élevées ne peuvent pas être garanties.

En plus, le contrôle vectoriel indirect représente une forte sensibilité vis-à-vis des incertitudes de types paramétriques du moteur. Bien évidemment, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul est différente de la valeur réelle T_r , une erreur sur la phase du flux par rapport au stator est introduite, ce qui

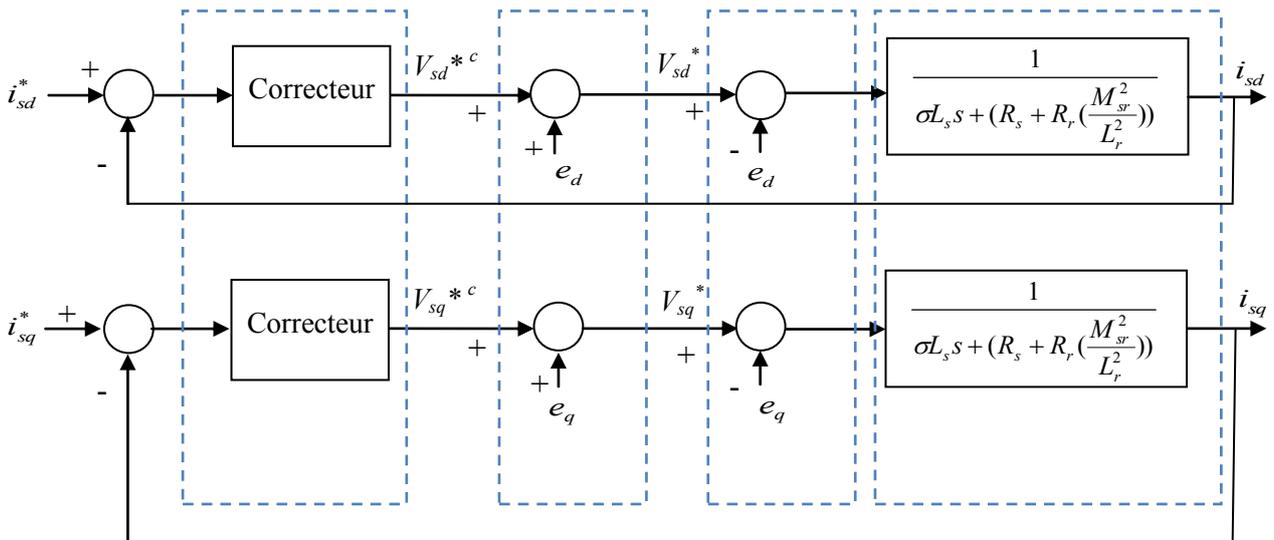


Figure (III.5) Régulation de courant incluant découplage par compensation.

Les deux correcteurs *PI* présents dans la figure (III.5) ont la même structure, comme on peut le distinguer dans la figure (III.6). Ils sont prévus avec des structures "anti-emballement", (dénommée en anglais anti-windup). En effet, cette boucle permet, lorsque la grandeur de commande a atteint sa limite physique, d'éviter les problèmes non linéaires liés au terme intégral.

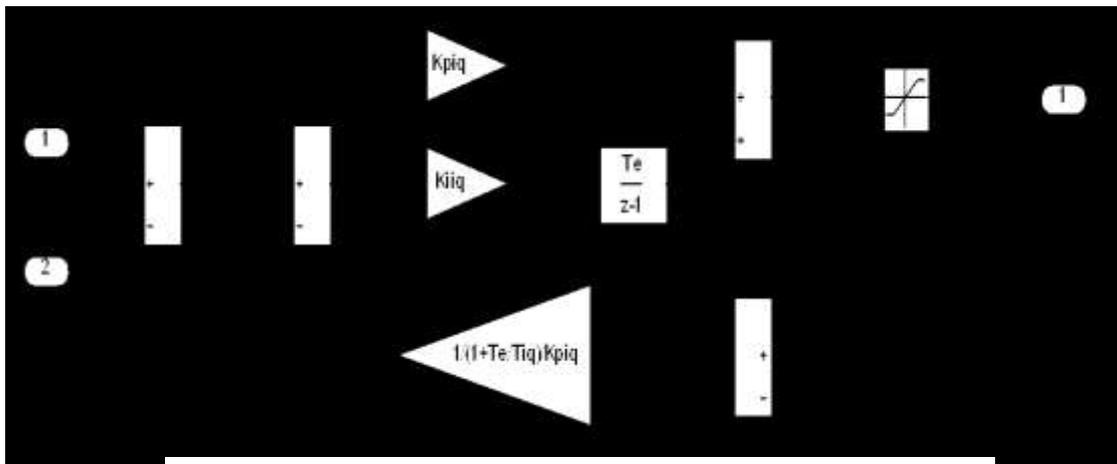


Figure (III.6) Correcteur *PI* de courant incluant la boucle *anti-windup*.

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, il vient:

$$\frac{K_{iiq}}{K_{piq}} = \frac{1}{\tau_{oq}} \tag{III.8}$$

- K_{piq} est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_{sq} ,
- K_{iiq} est le gain de l'action intégrale.

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$G_{fiq}(s) = \frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{piq}} s} = \frac{1}{1 + \tau_{fiq} s} \tag{III.9}$$

Il est tout à fait clair que le transfert donné en (III.9), représente un modèle du 1^{er} ordre dont deux paramètres peuvent le décrire entièrement, à savoir un gain unitaire et une constante de temps τ_{fiq} . Donc l'ajustage de K_{piq} permet de fixer le temps de réponse de la dynamique du courant, qui vaut $3\tau_{fiq}$. Autrement dit, K_{piq} permet d'accélérer davantage la dynamique de la boucle de courant et d'imposer par conséquent la bande passante équivalente de cette dernière. On écrit aisément:

$$\tau_{fiq} = \frac{1}{\eta} \tau_{oq} \tag{III.10}$$

où η définit le rapport entre la rapidité de la dynamique du courant en boucle fermée et celle de la boucle ouverte.

Le gain proportionnel du correcteur *PI* prend la forme suivante:

$$K_{piq} = \eta \cdot (R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right)) \tag{III.11}$$

Par ailleurs, le gain intégral est déduit de la relation (III.8), ce qui conduit à écrire:

$$K_{iiq} = \eta \cdot \frac{(R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right))}{\tau_{oq}} \tag{III.12}$$

Le schéma complet de la commande en courant est établi et présenté sur la figure (III.7).

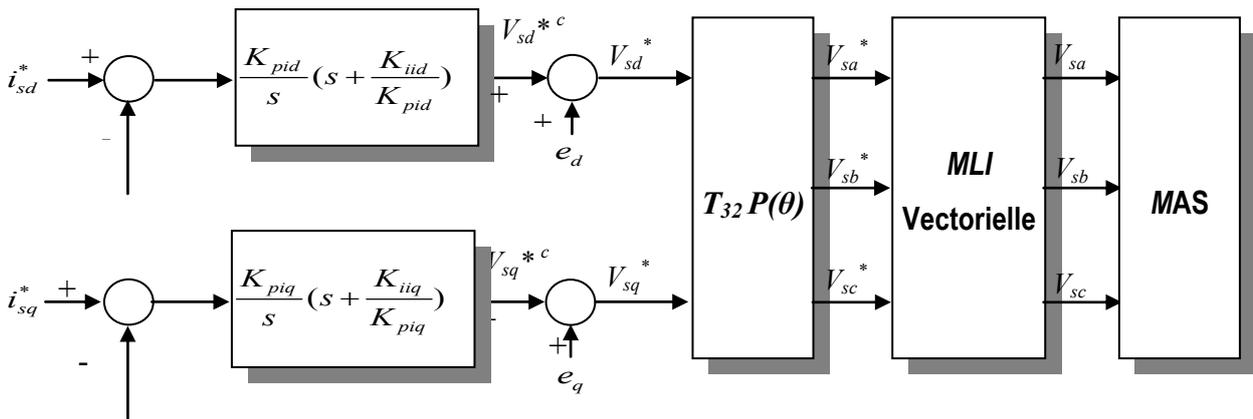


Figure (III.7) Schéma bloc de la régulation des courants.

III.2.4. Régulation de vitesse

Dans le cadre d'une régulation cascade, il est impératif que les boucles internes soient plus rapides que celles des boucles externes. Cette condition permet de trouver explicitement les paramètres adéquats des correcteurs. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques du système peuvent être atteintes.

Pour une *MAS*, il est tout à fait clair que le couple est contrôlé par action sur le courant i_{sq} . Par conséquent, la sortie du correcteur de la boucle externe fournit la référence qui sera imposée pour la boucle interne de courant d'axe q . C'est ainsi que dans ces conditions, de commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de la vitesse.

III.2.4.1 Commande de la vitesse par PI

Mentionnons que le retard introduit par le filtre du capteur de vitesse est négligé et considérons ainsi que la régulation du courant statorique d'axe q s'effectue dans des conditions normales.

Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel montré dans la figure suivante:

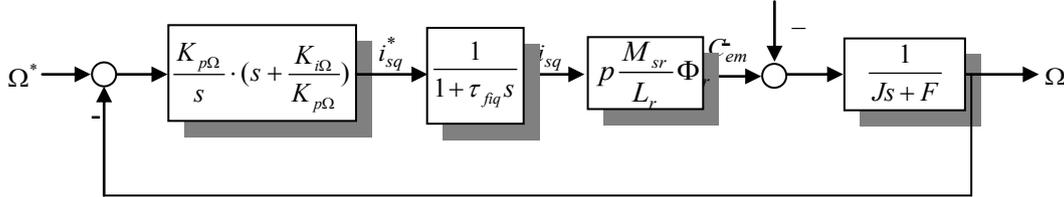


Figure (III.8) Pilotage de vitesse par PI.

Sur la base de la structure de contrôle en cascade de la figure précédente, on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes (i_{sd} et i_{sq}) ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaire, c'est-à-dire, que $i_{sd} = i_{sd}^*$ et $i_{sq} = i_{sq}^*$. Cela veut dire que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire.

III.2.4.1.1 Dimensionnement par imposition d'un modèle à poursuivre

Dans une régulation cascade, avec une correction de type PI sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme une perturbation extérieure, on dispose d'une fonction de transfert en boucle ouverte:

$$\frac{\Omega}{\varepsilon_{\Omega}} = \frac{K(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}})}{s(Js + F)} \quad (III.13)$$

avec:

$$K = pK_{p\Omega} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \quad \text{et} \quad \varepsilon_{\Omega} = \Omega^* - \Omega$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne est donnée par:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}})}{Js^2 + (F + K)s + K \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}} \quad (III.14)$$

Il s'agit donc de dimensionner le régulateur en imposant que la fonction de transfert (III.14) soit égale à une fonction de transfert $T(s)$ donnée, dite modèle à poursuivre ou modèle de référence:

$$\frac{K(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}})}{Js^2 + (F + K)s + K \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}} = T(s) \quad (III.15)$$

Pour cette boucle, nous envisageons que la régulation de vitesse est gouvernée par un modèle de référence caractérisée par le premier ordre:

$$T(s) = \frac{1}{\tau_{fv}s + 1}$$

τ_{fv} est la constante de temps équivalente du modèle de poursuite dicté. Ainsi, la réduction de l'ordre du système bouclé revient donc à adopter la technique de compensation du zéro de *PI* par le pôle de la partie mécanique du moteur. Suite à la sélection de la bande passante souhaitée, les gains $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ sont systématiquement calculés. En effet, les relations suivantes sont vérifiées:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{JL_r}{pM_{sr}\phi_r\tau_{fv}} \\ K_{i\Omega} = K_{p\Omega} \frac{F}{J} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

III.2.4.1.2 Dimensionnement par la méthode de Ziegler-Nichols

L'approche dite de *Ziegler-Nichols* est destinée à ajuster rapidement et à moindres frais les paramètres des régulateurs *P*, *PI* et *PID*. Cette méthode d'essence expérimentale, ne requiert pas de modèle explicite. Elle se fonde sur un essai conduit in situ en boucle fermée incluant un simple correcteur proportionnel [Lon 06]. Le gain proportionnel K_p de ce correcteur est graduellement augmenté jusqu'à la limite de la stabilité, ce que se manifeste par un régime permanent oscillatoire (pompage). La démarche est illustrée dans la figure (III.9).

Le gain K_{pc} du régulateur générant ce régime, dit gain critique, et la période T_c des oscillations, rencontrée sous le nom de période critique, sont mesurés. En se fondant sur les résultats ainsi obtenus, les paramètres des régulateurs *P*, *PI*, *PID* sont déterminés selon les indications du tableau III.1.

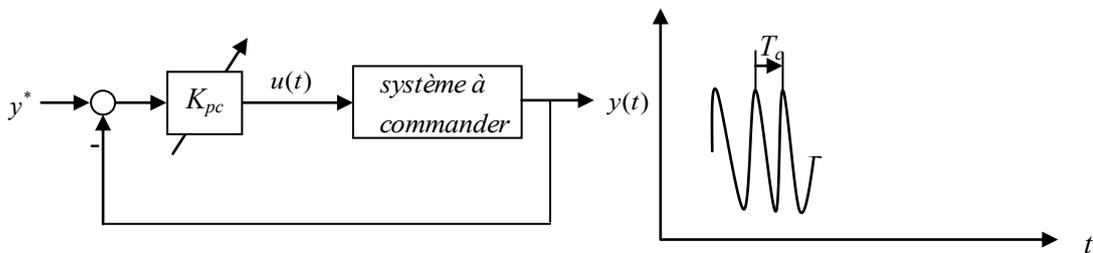


Figure (III.9) Essai pour la synthèse d'un régulateur selon la méthode de *Ziegler-Nichols*.

Tableau III.1 Ajustement des paramètres des régulateurs *P*, *PI*, *PID* selon la méthode de *Ziegler-Nichols*.

Type	K_p	T_i	T_d
<i>P</i>	$0.5 K_{pc}$		
<i>PI</i>	$0.45 K_{pc}$	$0.83 T_c$	
<i>PID</i>	$0.6 K_{pc}$	$0.5 T_c$	$0.125 T_c$

Les essais effectués sur notre système nous a conduit à trouver les paramètres suivants:

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 0.1 \\ K_{i\Omega} = 0.2 \end{cases}$$

III.2.4.2 Commande de la vitesse par IP

A l'opposé du régulateur *PI* qui introduit un zéro supplémentaire en boucle fermée, le correcteur intégral-proportionnel *IP* est essentiellement différent du correcteur *PI*. L'emploi d'une telle structure contourne ce problème en filtrant ce zéro en boucle fermée et en imposant, par conséquent, uniquement deux pôles. La spécification de ces pôles se traduit par fixation du taux d'amortissement et de la pulsation naturelle. En plus, le correcteur *IP* permet le filtrage de la consigne, ce qui améliore fortement la robustesse du système [Bar 95]. Les propriétés intéressantes de cette structure apparaîtront plus particulièrement après une comparaison avec des algorithmes de types *PI* lors d'une application de charge.

Le schéma bloc de la régulation de vitesse incluant le correcteur *IP* est illustré par la figure suivante:

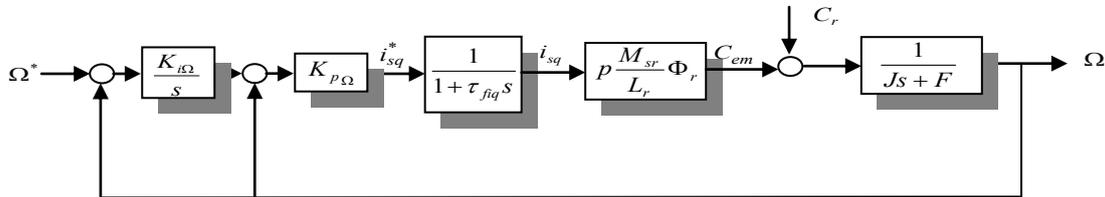


Figure (III.10): Boucle de régulation de vitesse avec *IP*.

Considérons qu'à priori, l'absence des perturbations ($C_r=0$), la fonction de transfert en boucle fermée de vitesse est donnée par:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{III.17}$$

avec:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = pK_{p\Omega}K_{i\Omega} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \\ 2\zeta\omega_n = F + pK_{p\Omega} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \end{cases}$$

Pour un deuxième ordre mis sous une forme canonique, les bonnes caractéristiques du régulateur sont obtenues en imposant un facteur d'amortissement égal à 0,707 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

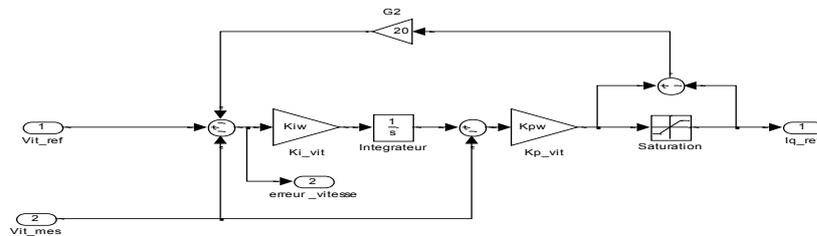


Figure (III.11) Schéma bloc *Simulink* pour la boucle de régulation de vitesse avec *IP*.

III.3 Spécifications et contraintes dans le domaine temporel

Les conditions adoptées pour réaliser les algorithmes de simulation numérique sont faites de façon à correspondre à ceux qui seront développées par voie d'expérimentation. Le système qui a été implanté sous *Matlab/Simulink* est représenté sur la Figure (III.12). Il est simulé à partir de la méthode d'intégration d'Euler d'ordre 1. Cette dernière nécessite une période de calcul relativement faible pour assurer une convergence convenable. La fréquence d'échantillonnage choisie étant **10 kHz**.

La MAS est représentée par son modèle dynamique dans le référentiel de Park (dq). L'onduleur est modélisé dans un premier temps par un gain pur.

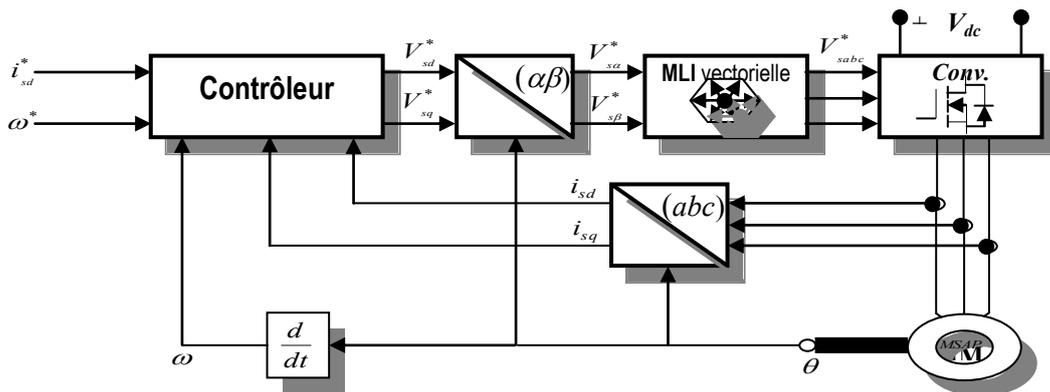


Figure (III.12) Configuration générale de la simulation numérique.

Le contrôleur doit réaliser le comportement en boucle fermée désiré à savoir une bonne poursuite de vitesse avec une excellente régulation du courant statorique i_{sd} . Ainsi, les spécifications adoptées lors du design des différents contrôleurs peuvent être résumées comme suit:

- La vitesse doit avoir un dépassement inférieur à 5% et
- L'erreur en vitesse permanente maximale autorisée doit être nulle.
- on désire aussi que le contrôleur choisi garde ses performances dans la plage de variation de vitesse de référence imposée (de 1500 tr/min à -1500 tr/min),
- le temps de réponse souhaité doit être inférieur à 0.2 s,
- le niveau de performance doit être assuré lors d'une éventuelle variation paramétrique de la machine,
- un bon comportement face aux perturbations externes (couple de charge en entrée, bruits de mesure)

En termes de chiffres, ces spécifications peuvent être résumées dans le tableau suivant:

Spécifications	valeurs
Temps de réponse (s)	< 0.25
Dépassement (%)	< 5
Erreur statique (%)	0
Erreur de traînage (%)	< 15
le temps de réjection du couple résistant (s)	< 0.5
chute de la vitesse par rapport à la vitesse de consigne suite à l'application de la perturbation (%)	< 5

III.4 Résultats de simulation

Deux essais, pour chaque régulateur de vitesse que nous avons présenté, ont été développés sur deux tables de profils de références (testing benchmark).

Le premier concerne l'application d'un échelon de vitesse pour une valeur de 500 tr/min ce qui correspond à une valeur de 104.7198 rad/s . Un couple de charge de 3 Nm est appliqué entre les deux instants $t=2\text{s}$ et $t=5.5\text{s}$. En suite on lui fait subir une inversion -cas limite du transitoire de vitesse- à l'instant $t=10\text{s}$. L'application du couple de charge est effectuée entre les instants $t = 12\text{s}$ et $t=14\text{s}$.

Le deuxième quand à lui est relatif aux valeurs de fonctionnement en régime nominal (ce qui est plus proche à la réalité). Une commande de vitesse avec un signal rampe pour atteindre la valeur de 1500 tr/min ce qui correspond à 293.2153 rad/s suivi d'une inversion à $t=8\text{s}$. Un couple de charge voisin au couple nominal est appliqué entre les instants $t=3\text{s}$ et $t=6\text{s}$ et lors de l'inversion entre les instants $t=11\text{s}$ et $t=13\text{s}$.

Le but est de vérifier et comparer les performances de la réponse en vitesse.

On remarque que les deux régulateurs *PI* et *IP* développés procure une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de perturbation. Le régulateur développé par la méthode **Ziegler-Nichols** montre une dynamique relativement moins performante.

Le tableau suivant donne une idée sur l'évolution de la vitesse en termes de performances.

Tableau III. 2 Performances obtenues en termes de temps de réponse et temps de montée.

Contrôleur employé	Temps de montée [s]	Temps de réponse [s]
<i>IP</i>	<i>0.1490</i>	<i>0.2050</i>
<i>PI</i>	<i>0.1330</i>	<i>0.1576</i>
<i>Ziegler-Nichols</i>	<i>0.0859</i>	<i>0.4103</i>

III.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle et nous avons traité en particulier la commande vectorielle indirecte qui était la base des trois correcteurs développés.

Les tables de profils de référence ont été utilisées en simulation dans un but de vérifier les performances dynamiques obtenues avec nos algorithmes de commande.

Ces deux tables seront utilisées tout au long de notre travail.

Les résultats seront comparés par la suite à ceux utilisant le réglage flou dans un premier temps en suite au régulateur flou adaptatif et en dernier à ceux qui seront obtenus en pratique.

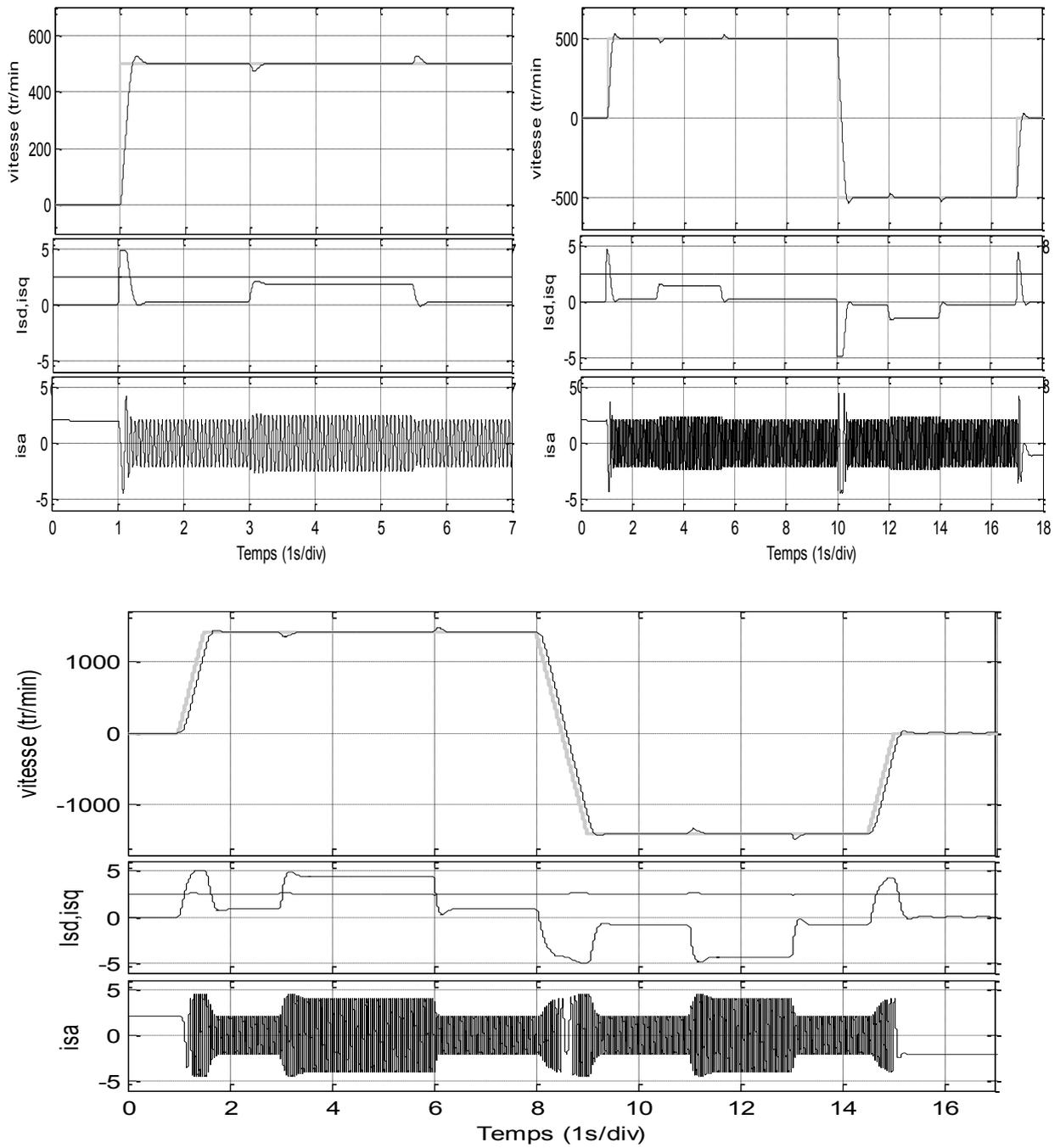


Figure (III.13) Réponse temporelle du système pour un régulateur de vitesse PI.

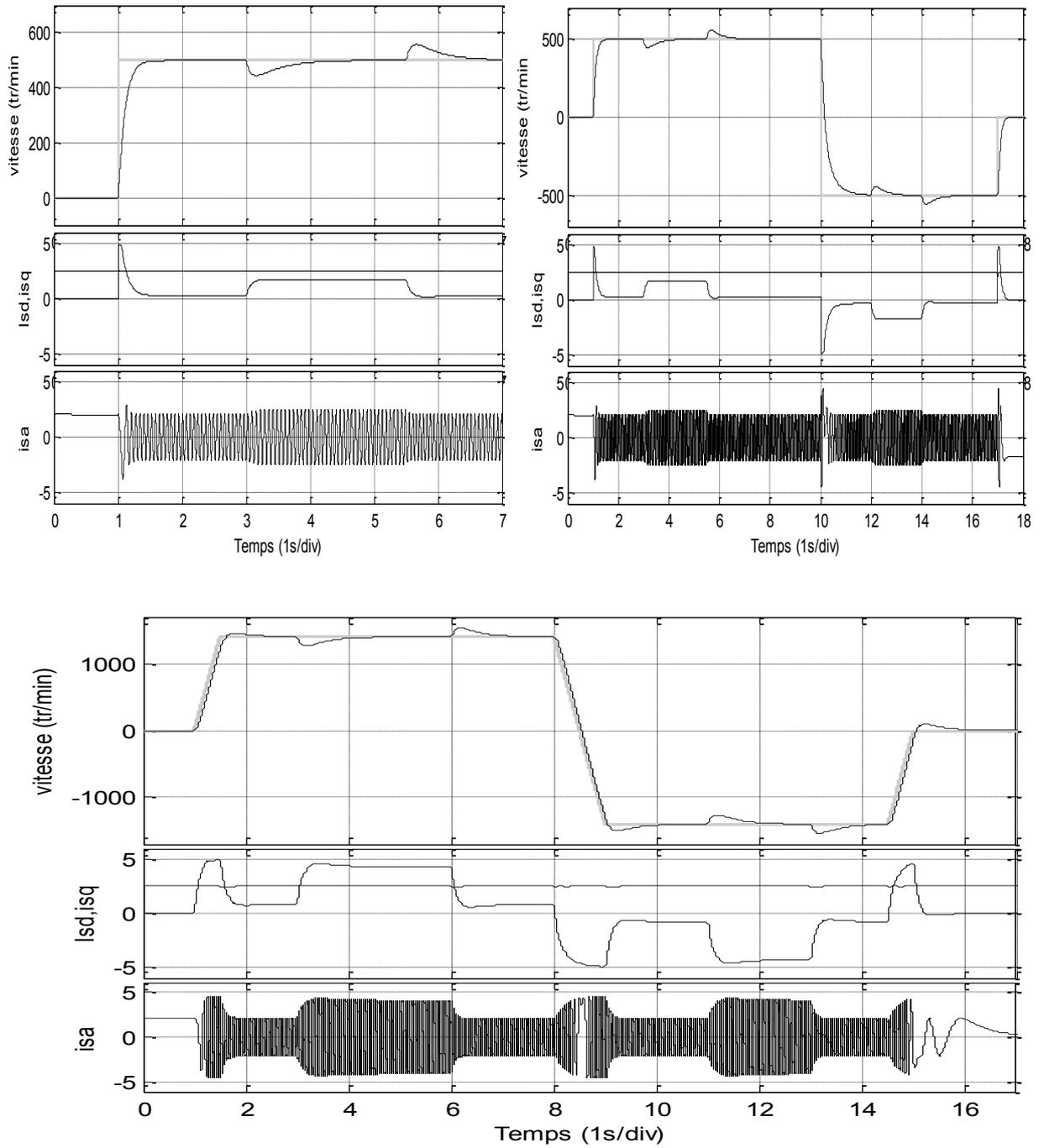


Figure (III.14) Réponse temporelle du système associé à un régulateur de vitesse *Ziegler-nichols*.

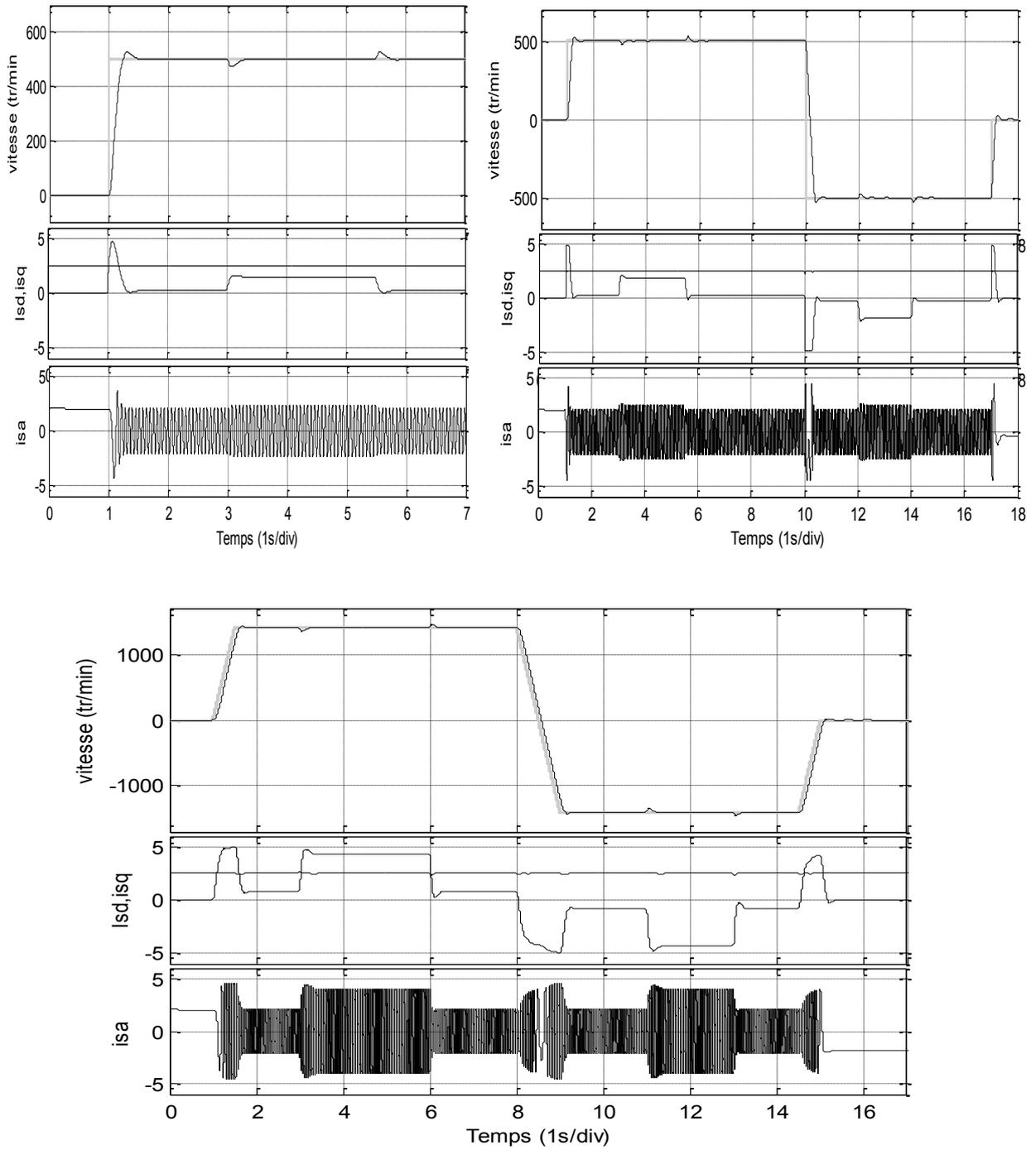


Figure (III.15) Réponse de la vitesse pour un régulateur de vitesse *IP*.

III.6 Références bibliographiques

- [Ast 95] K. J. Aström and T. Hägglund, "PID Controllers: Theory, Design and Tuning", International Society for Measurement and Control; 2nd Sub edition, ISBN-13: 978-1556175169, January 1, 1995.
- [Bag 99] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat de l'université de Henri Pointcaré, Nancy-I, janvier 1999.
- [Bar 03] J6C. Barros, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Pointcaré, Nancy-I, France, 2004.
- [Bla 72] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop vector control system for rotating machines", Siemens Rev. pp. 2037-2042, December 1972.
- [Bri 00] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors". IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 36, no. 3, pp. 817-825, 2000.
- [Car 00] C. Carlos, "modélisation control vectoriel et *DTC*, Commande des moteurs asynchrones", Edition Hermès Science Europe Ltd, 2000.
- [Dav 04] A. Davide, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle", Mémoire, Maître Es-Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [Com 08] M. Comanescu, Xu L, and Todd D, "Decoupled current control of sensorless induction motor drives by integral sliding mode", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 55, N°11. 2008.
- [Com 09] M. Comanescu, "An Induction motor speed estimator based on integral sliding mode current control", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 56, N°9. 2009.
- [Agu 04] D. Aguglia, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle", Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval, Québec, Canada. décembre 2004.
- [ELM 00] C. EL Moucary, "Contribution à l'étude de commandes directes du couples et du flux de la machine à induction", Thèse de doctorat de l'université de Paris XI, 2000.
- [Faq 03] A. Faqir "Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable", Doctorat. Université de Picardie Jules Verne, France, décembre 2003.
- [Gas 04] L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande", Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse, novembre 2004.
- [Jem 97] A. Jemni, "Estimation paramétrique des systèmes à représentation continue- Application au

génie électrique", Thèse de doctorat de l'ESIP, Poitiers, décembre 1997.

- [Leo 91a]** W. Leonhard, "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives. a review (Part 1) ", *EPE Journal*, vol.1, no. 1, pp. 13-20, July 1991.
- [Leo 91b]** W. Leonhard, "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives. a review (Part 1) ", *EPE Journal*, vol.1, no. 2, pp. 89-102, October 1991.
- [Lon 06]** R. Longchamp, " Commande numérique des systèmes dynamiques", Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [Lor 03]** L. Loron, "Commande des systèmes électriques", pp. 21-51 Chapitre 1: "Etat de l'art et spécification des besoins", Hermès Science Publications, *ISBN-13: 978-2746207356*, 5 juillet 2003.
- [Mir 05]** A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse, avril 2005.
- [Ped 00]** P. P. Cruz. J. J. Rodriguez Rivas, "Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods", *Industrial Electronics, ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium*, vol.1, pp. 300-305, 2000.

CHAPITRE IV

Commande floue de la machine asynchrone

IV.1 Introduction

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en **1965** lorsque le professeur **Lotfi A. Zadeh**, de l'université de **Berkeley** aux **USA**, publie un article intitulé "**Ensembles flous**" ou "**Fuzzy sets**". Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques.

Avant les années **1940**, avec les premières approches des chercheurs américains du concept d'incertitude sont apparues les prémisses de la logique floue. Il a fallu attendre **1965**, pour que le concept de sous ensemble flou soit proposé par **L.A.Zadeh**. Automaticien, professeur à l'université de Berkeley en Californie. **Zadeh** contribua à la modélisation des phénomènes sous forme flou, et résout enfin les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles. En **1974** **M. Mamdani** expérimentait la théorie énoncée par **Zadeh** sur une chaudière à vapeur, matérielle dont on connaissait la complexité, introduisant ainsi la commande dans la régulation d'un processus industriel [**Fou 03**]. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour les systèmes parfois très complexes, tel que la régulation des fours, des cimenteries etc. En **1985** grâce à **M. Sugeno** chercheur japonais, la logique floue est introduite dans les applications industrielles au **Japon**.

La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision.

IV.2 Théorie des ensembles flous

IV.2.1 Notion d'appartenance partielle

La théorie des ensembles flous [**Zad 65**] est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. La notion d'appartenance stricte est mal adaptée lorsqu'on manipule: des données incertaines ou imprécises dont l'expression verbale est difficile.

La théorie ordinaire des ensembles considère des collections d'éléments regroupés en ensembles. L'appartenance d'un élément à un ensemble est une question non ambiguë. Cependant, dans le cas réel, on rencontre fréquemment des situations où l'ambiguïté est de règle, particulièrement dans le langage courant. Un ensemble flou sera alors utilisé pour modéliser l'incertitude et les

imprécisions dans la connaissance, il est défini sur un ensemble de valeur appelé l'univers du discours X par une fonction d'appartenance $\mu(x)$ comprise généralement entre 0 et 1 et qui quantifie le degré avec lequel chaque élément x de X appartient à cet ensemble.

A partir de cela, on pourrait dire que dans la théorie des ensembles appartenir à un ensemble ne se fait que d'une manière complète «soit cet élément appartient à un ensemble ou il ne lui appartient pas; les deux cas sont complémentaires». Cependant, dans la théorie de la logique floue, on prend en compte le cas de l'appartenance graduelle c'est à dire que l'élément a un degré d'appartenance. Ce degré d'appartenance, noté $\mu(x)$, est normalisé entre «0» et «1».

IV.2.2 Ensemble net

C'est l'ensemble d'éléments qui vérifient une certaine condition, et pour être représenté comme dans la théorie des ensembles. Prenant le cas d'un ensemble net A :

Alors on peut noter: $A = \{x/x \text{ vérifie certaines conditions}\}$.

Relativement à l'échelle qu'on a prise, la seule valeur que peut prendre chaque élément de cet ensemble en introduisant la fonction d'appartenance est soit «0» soit «1».

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

IV.2.3 Ensemble flou

Un ensemble flou B est caractérisé par une fonction d'appartenance et par le fait que $\mu_B(x)$ prend ses valeurs à travers tout l'intervalle $[0, 1]$ où x est appelé univers de discours.

On a deux cas pour ce type d'ensemble

1. Continu: B est noté sous la forme suivante:

$$B = \int_U \mu_A(x) / x \quad (\text{IV.2})$$

2. Discret: B est noté sous la forme suivante:

$$B = \sum_U \mu_A(x) / x \quad (\text{IV.3})$$

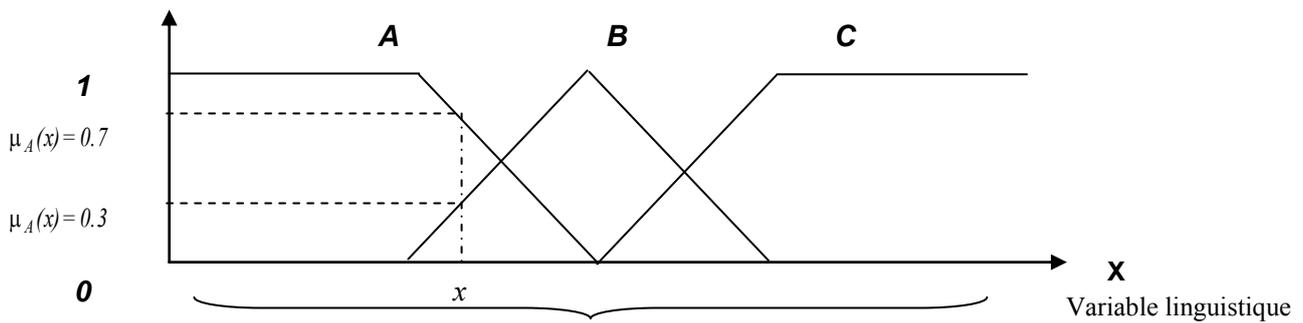
Le point **crossover**: est le point pour lequel le degré d'appartenance est situé à la valeur moyenne de l'échelle prise entre «0» et «1» égale à 0.5.

IV.2.4 Degré d'appartenance et fonctions d'appartenance

Le schéma de la figure IV.10 montre le degré d'appartenance d'un élément x à un ensemble flou A .

Selon le type de la fonction d'appartenance, différents types d'ensembles flous sont obtenus [Zad 65], [Rog 91], [Zim 93]. On trouve celles qui sont linéaires telles que les fonctions triangulaires et trapézoïdales, et celles qui sont non linéaires telles que les fonctions gaussiennes et la fonction singleton où un seul point de l'univers prend la valeur 1.

Degré d'appartenance



Univers de discours

Figure (IV.1) Eléments de la logique floue.

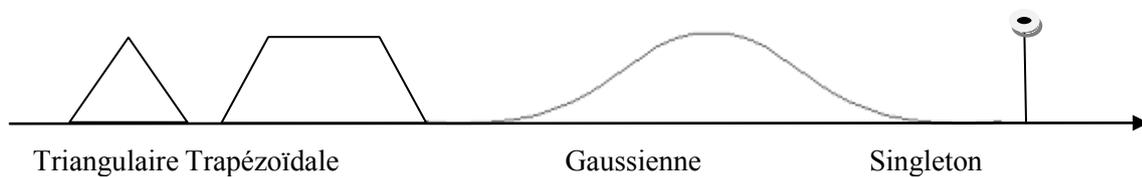


Figure (IV.2) Formes de fonctions d'appartenance.

IV.2.5 Opération sur les ensembles flous

Les opérateurs logiques «et, ou, non» peuvent se définir à partir des ensembles flous, de façon analogue à la théorie des ensembles classiques. Rappelons que ceux-ci sont définis respectivement par l'intersection, la réunion et le complémentaire.

Si A et B sont deux sous-ensembles flous et $\mu(A)$ et $\mu(B)$ leur fonction d'appartenance, on définit:

- Le complémentaire de A , \bar{A} , par la fonction d'appartenance:

$$\mu(\bar{A}) = 1 - \mu(A) \quad (IV.4)$$

- Le sous-ensemble A et B , $A \cap B$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(A \cap B) = \min(\mu(A), \mu(B)) \quad (IV.5)$$

- Le sous-ensemble A ou B , $A \cup B$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(A \cup B) = \max(\mu(A), \mu(B)) \quad (IV.6)$$

t -norme appelé aussi intersection floue: C'est une opération binaire: $T: [0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$

Elle respecte les propriétés suivantes [Kli 94] :

- Commutativité: $x T y = y T x$
- Associativité : $x T (y T z) = (x T y) T z$
- Monotonie : si $x \leq y$ et $w \leq z$ alors $x T w \leq y T z$.
- Conditions aux limites: et $0 T 0 = 0$ et $x T 1 = x$

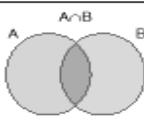
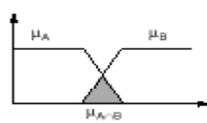
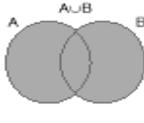
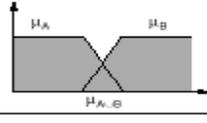
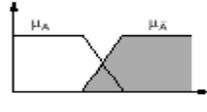
t-conorme ou s-norme appelé aussi union floue : C'est une opération binaire:

$$S: [0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$$

Elle respecte les propriétés suivantes [Kli 94] :

- Commutativité : $x S y = y S x$
- Associativité : $x S (y S z) = (x S y) S z$
- Monotonie : si $x \leq y$ et $w \leq z$ alors $x S w \leq y S z$.
- Conditions aux limites : et $0 S 0 = 0$ et $x S 1 = x$

Tableau (IV.1) Relations sur les ensembles flous.

		Opérateur de ZADEH	Opération logique	
Intersection		$\mu_{A \cap B} = \min(\mu_A, \mu_B)$	ET	
Union		$\mu_{A \cup B} = \max(\mu_A, \mu_B)$	OU	
Négation		$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A$	NON	

IV.2.6 Variable linguistique

Une variable linguistique est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés dans un langage artificiel ou naturel [Pas 98], [Zad 94]. Elle est définie par le nom de la variable linguistique, X est le domaine physique associé à la variable V appelé aussi l'univers de discours et l'ensemble des caractéristiques floues de la variable.

La logique floue, qui est très proche du raisonnement humain et qui a pour objectif de développer la logique classique, est basée sur la théorie des ensembles flous. A coté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple. L'aspect "vague" de ce qualificatif n'est pas représenté (figure IV.3). On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- Faible: $\mu_{faible}(T)=1, \mu_{moyenne}(T)=0, \mu_{elevée}(T)=0$
- Moyenne: $\mu_{faible}(T)=0, \mu_{moyenne}(T)=1, \mu_{elevée}(T)=0$
- Elevée: $\mu_{faible}(T)=0, \mu_{moyenne}(T)=0, \mu_{elevée}(T)=1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

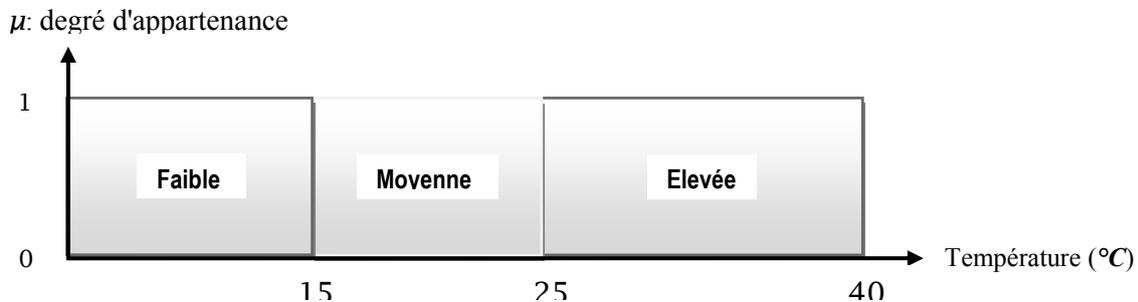


Figure I(V.3) Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.

$\mu_{moyenne}(T)$ par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne.

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure IV.4).

$$\mu_{faible}(T)=0.2, \mu_{moyenne}(T)=0.8, \mu_{elevée}(T)=0$$

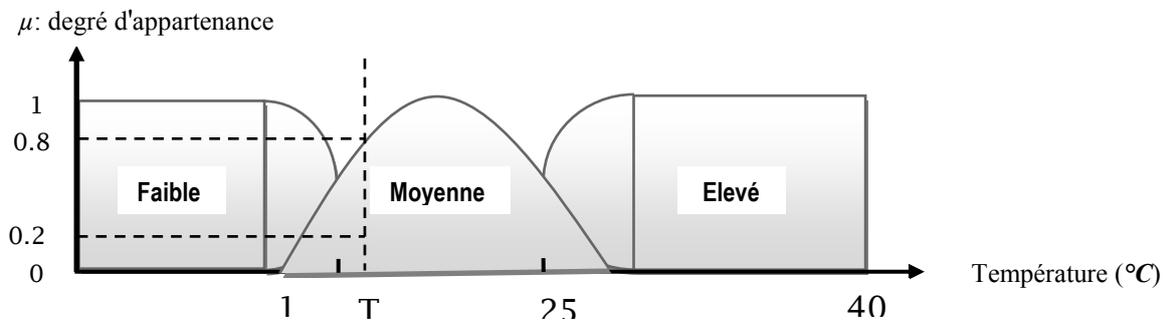


Figure (IV.4) Exemple d'ensembles considérés en logique floue.

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle $[0, 40]$. On attribue à cette variable trois sous-ensembles flous: faible, moyenne et élevée. Chacun est caractérisé par sa fonction degré d'appartenance: $\mu_{faible}(T), \mu_{moyenne}(T)$ et $\mu_{elevée}(T)$.

On peut définir la fonction degré d'appartenance $\mu_{moyenne}$ sur tout l'univers de discours:

$$\mu_{\text{moyenne}}(x) = \begin{cases} \frac{1}{1 + e^{(15-x)}} ; x[0, 20] \\ 1 - \frac{1}{1 + e^{(25-x)}} ; x[20, 40] \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

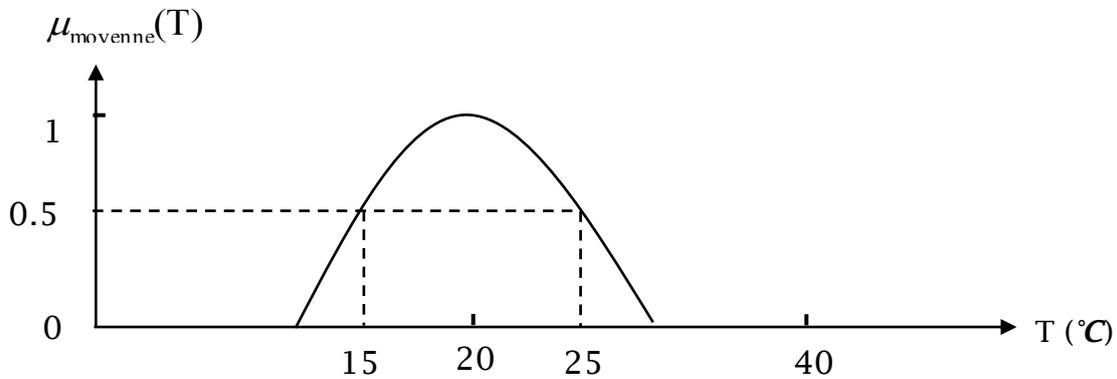


Figure (IV.5) Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable température.

IV.2.7 Modélisation floue

Le modèle mathématique qui décrit l'interaction entre les entrées, les sorties et les perturbations agissant sur le procédé permettra la synthèse des structures de commande. Néanmoins, lorsque la caractérisation mathématique d'un procédé est difficile, la manipulation des informations à la fois imprécises et entachées d'incertitudes sur ce procédé à l'aide d'un langage naturel est plus facile. Cette manipulation de données de nature linguistique est aisément réalisée en utilisant la théorie des sous ensembles flous qui facilite la formulation des règles pour décrire le comportement du procédé.

La méthode la plus simple est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain qui consiste à énoncer directement les règles par des experts dans la commande. Cette connaissance est souvent traduite avec des règles sous la forme:

" Si <Prémisse (antécédent)> Alors <Conclusion (conséquence)>".

L'apport le plus essentiel de la logique floue est le fait que ces règles sont susceptibles de représenter l'imprécis si les prémisses et les conclusions sont exprimées avec des mots du langage naturel. En logique floue, une règle simple se formalise de la façon suivante :

Deux classes de modèles flous peuvent être distinguées :

- Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de *Takagi-Sugeno* [Tak 85].
- Les modèles flous à conclusion symbolique dits modèles linguistiques ou modèles de *Mamdani* [Zad 75].

Ces deux modèles sont basés sur une collection de règles Si **prémisse** – Alors **conclusion** et leurs prémisses sont exprimées symboliquement.

IV.3 Systèmes flous et contrôleur flou [Zad 65]-[Oug 09]

IV.3.1 Système flou

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit:

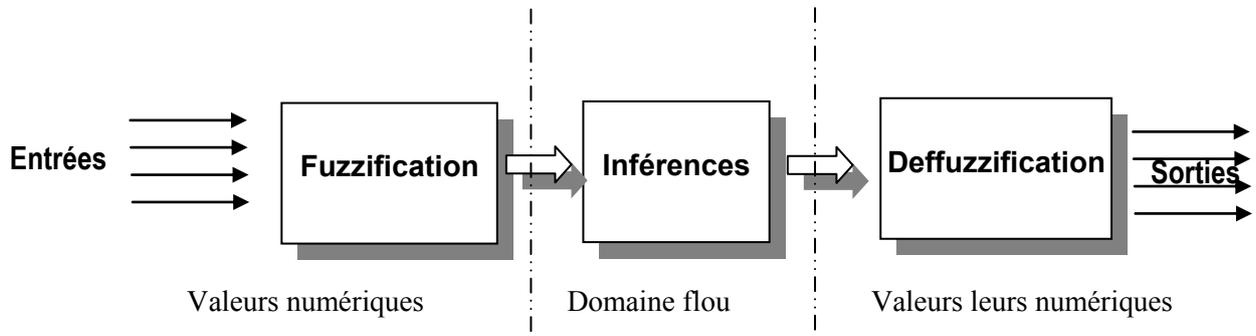


Figure (IV.6) Traitement flou (schéma global).

IV.3.2 Constitution d'un système flou

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- Le système d'inférence,
- L'interface de fuzzification.

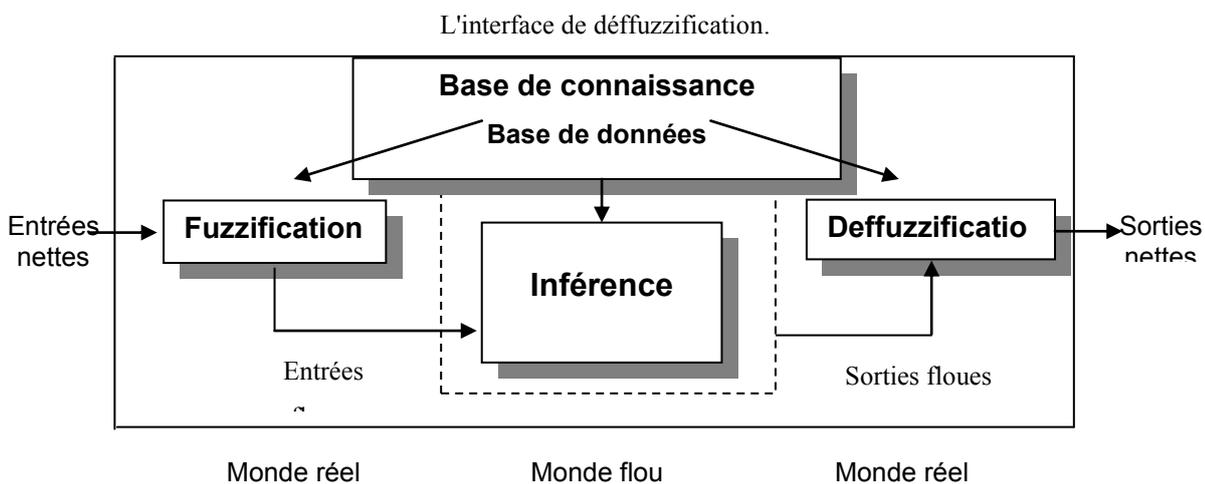


Figure (IV.7) Schéma général d'un système flou.

IV.3.3 Contrôleur flou

Un contrôleur flou n'est autre qu'un système flou conçu pour commander un processus. Sa structure générale est traduite par le schéma donné par la figure (IV.8).

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes:

- Le choix de la stratégie de fuzzification,
- L'établissement de la base des règles,
- Choix de la méthode d'inférence,
- Choix de la stratégie de défuzzification.

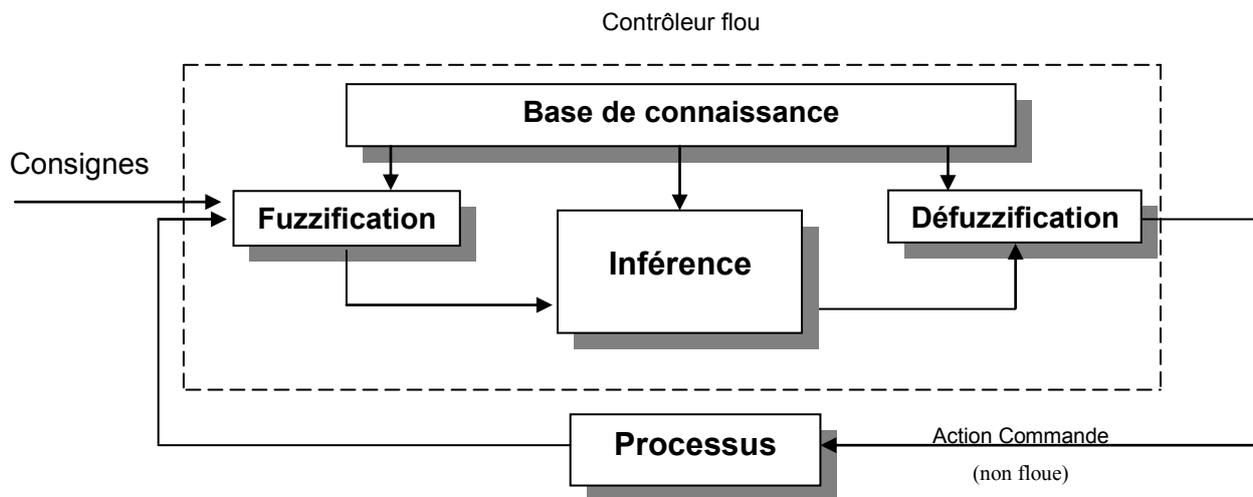


Figure (IV.8) Schéma général d'un Contrôleur flou.

- **La fuzzification:** Elle consiste à transformer les grandeurs réelles en variables linguistiques qui sont associées à une base de données avec des ensembles les caractérisant. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes, les résultats sont similaires en boucle fermée. Le nombre est impair et se répartit autour de zéro. Le nombre utilisé fréquemment est 3, 5 ou 7. Le nombre dépend de la précision souhaitée.
- **La base de règles:** C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "if then" ou "si-alors", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directes numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance.
- **L'inférence:** Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication floue pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Il existe plusieurs possibilités pour exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Deux approches d'inférence sont couramment utilisées implication de *Mamdani* et implication de *Larsen*.

- **Le défuzzificateur:** L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles car ce traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante. Dans le cas particulier de règles de *Takagi-Sugeno* où les conclusions sont polynomiales.

IV.4 Réglage flou appliqué à la commande vectorielle indirecte

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle indirecte.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande-convertisseur-machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant i_{qs}^* (courant i_{qs} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant. Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

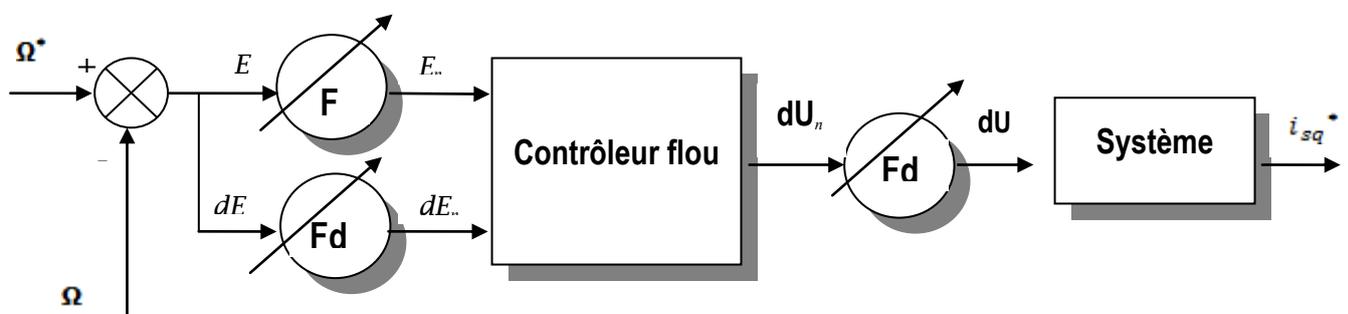


Figure (IV. 9) Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons:

- E: l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (IV.8)$$

- dE: la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_1} \quad (IV.9)$$

T_1 : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$i_{sq}^*(k) = i_{sq}^*(k-1) + dU(k) \quad (IV.10)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [Bag 96],[Bag 99].

D'après [Kou 03-1], [Kou 03-2], [Kou 03-3], les gains utilisés dans cette méthode peuvent être constants ou variables. Le choix adéquat permet de garantir la stabilité et d'améliorer la dynamique.

D'autres travaux ont été développés pour une application de la logique floue avec la commande vectorielle de la MAS tels que [Bag 96], [Ama 08].

La théorie qui traite l'adaptation et le réglage dans ce sens est traitée dans [Ast 95], [Bos 94], [Bos 09].

IV.4.1 Régulateur flou à trois ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (négatif), Z (zéro) et P (positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à 1 (Figure III.11).

Le Tableau III.3 illustre la matrice d'inférence du régulateur flou a trois ensembles.

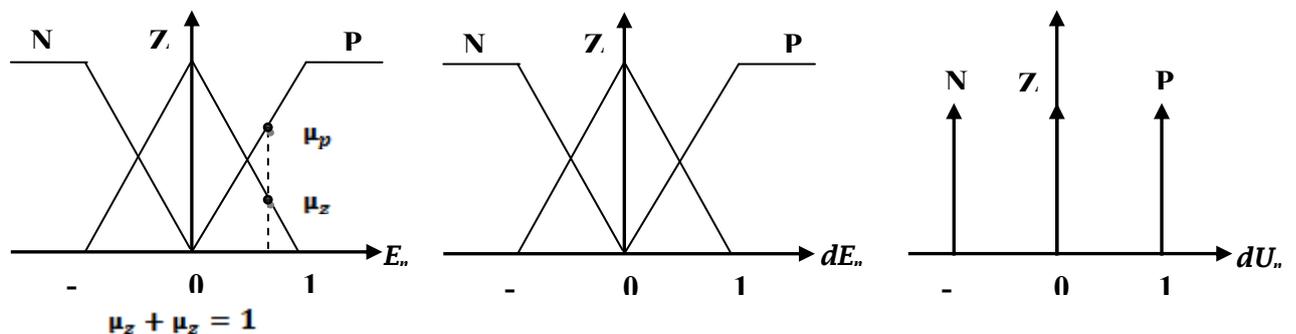


Figure (IV. 10) Formes des fonctions d'appartenance.

Tableau IV.2 Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.

		dE_n		
		N	Z	P
E_n	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

IV.4.2 Régulateur flou à cinq ensembles

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

Il est à noter que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours [Bag 99].

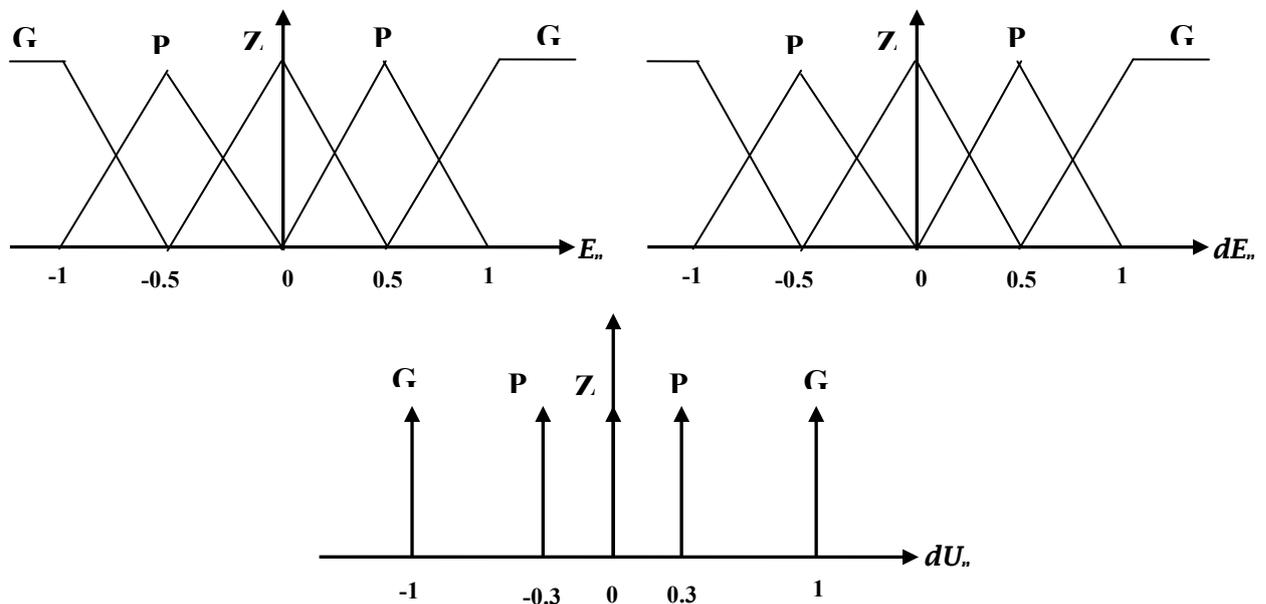


Figure (IV. 11) Formes des fonctions d'appartenance.

On notera que pour la variable de sortie dU_n , les fonctions d'appartenance correspondant aux ensembles flous "petit négatif" (PN) et "petit positif" (PP) sont proches de celle de l'ensemble "zéro". La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant:

Tableau IV. 3 Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par variable.

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	N	N	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	P	P	GP	GP

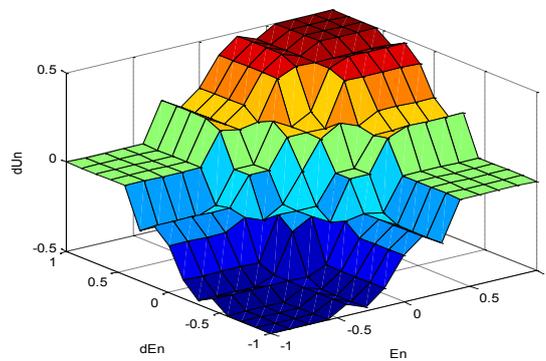


Figure (IV.12) Surface caractéristique du régulateur flou normalisé à 5 fonctions d'appartenance

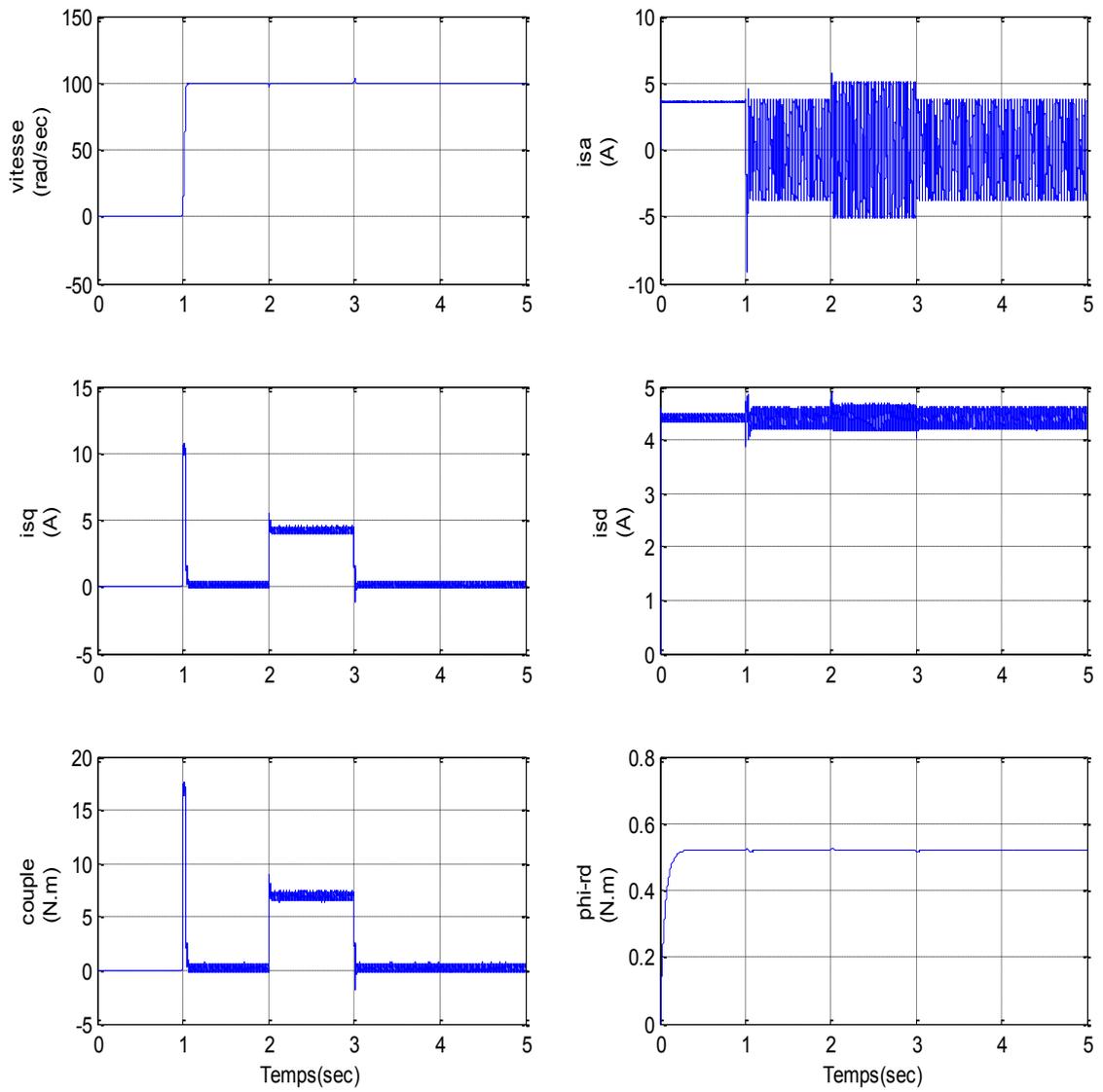


Figure (IV. 13) Résultats de simulation avec le *PI-P*-flou.

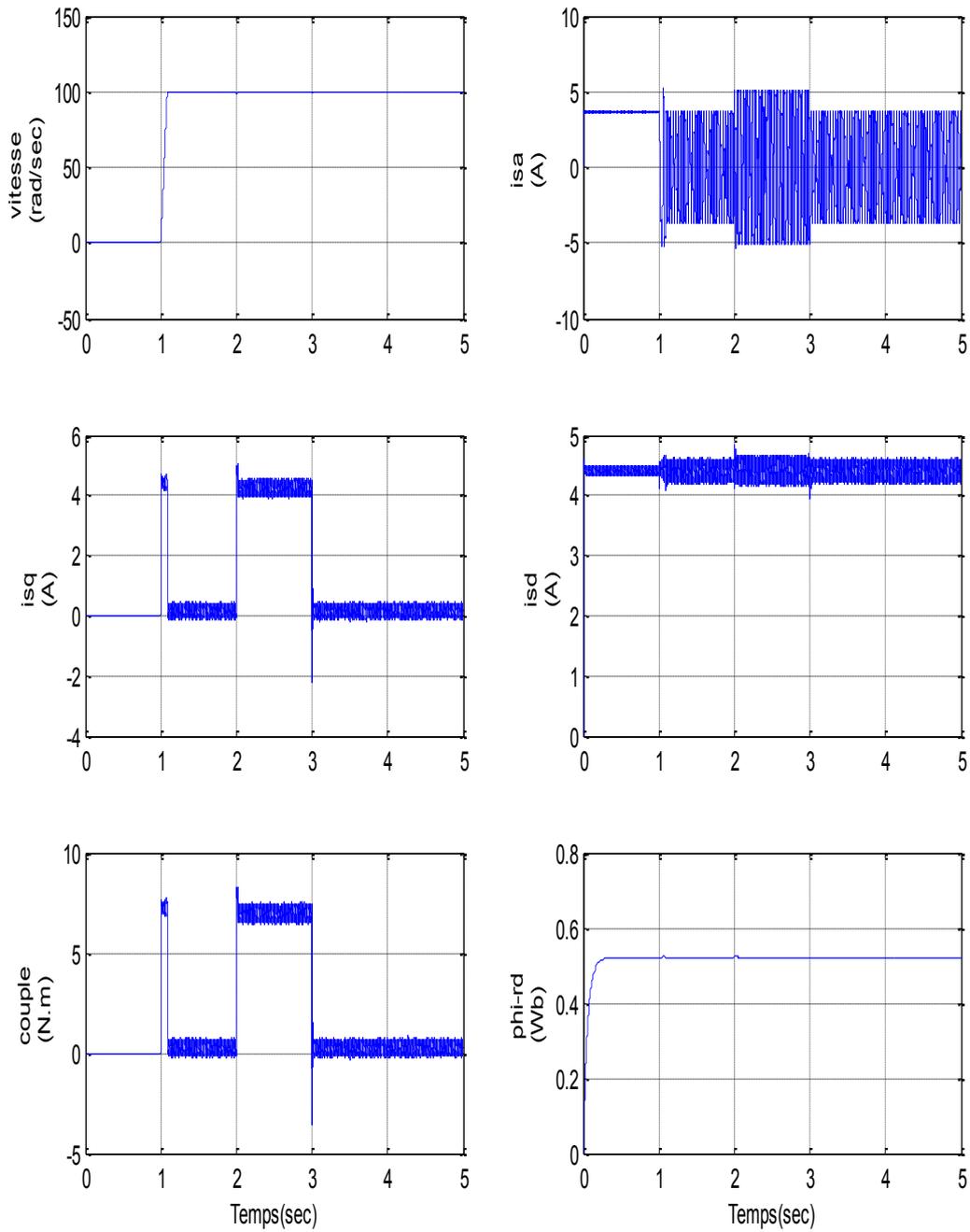


Figure (IV. 14) Résultats de simulations avec le *IP-flou*

IV.5 Résultats de simulation

- La qualité de découplage est maintenue entre les flux φ_d et φ_q
- Le dépassement est presque annulé avec un temps de réponse plus court.
- Une nette diminution du courant statorique de démarrage et du couple ce qui présente un grand avantage pour le fonctionnement de la machine dans un régime non saturé.
- La correction par contre est légèrement plus lente lors de l'application d'une charge qui est forcément due au traitement flou.

IV.6 Conclusion

Dans cette partie nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

Suite à son application, il est en ressort que le réglage flou possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Sauf qu'il faut noter qu'il présente une faible robustesse de réglage lors de la variation paramétrique. Ce qui nous a mené à proposer le régulateur flou adaptatif.

Références bibliographiques

- [Ama 08]** Sid-Ali Amamra, L. Barazane, M. S. Boucherit, A new approach of the Vector Control of Induction Motor Using an Inverse Fuzzy Model International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 3 n. 2, April 2008, pp. 361 – 370.
- [Ast 95]** K. J. Aström and T. Hägglund, “PID Controllers: Theory, Design and Tuning. International Society for Measurement and Con”, 2 Sub edition, ISBN-13: 978-1556175169, January 1, 1995.
- [Bag 96]** L. Baghli, H. Razik & A. Rezzoug, “Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique”, LFA’96 Rencontres francophones sur la logique floue et ses Applications, Nancy, pp. 40-46, 4-5 décembre 1996.
- [Bos 94]** B. K. Bose, Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control, proceedings of the IEEE, 1994. vol 82, n 8, pp. 1303 - 1325,
- [Bos 97]** B. K. Bose (Ed.), Power Electronics and Variable Frequency Drives”, (Introduction, Chapter 5 and Chapter 11), IEEE Press, 1997.
- [Fou 03]** L. Foulloy, S.Galichet & A. Titli, “ Commande floue 1. De la stabilisation à la supervision”, Traité Informatique-Commande-communication, Editions Lavoisier, Paris, ISBN : 2-7462-0608-0, 2003.
- [Kou 03-1]** K. Kouzi, L. Mokrani , L., Nait-Said, M-S., “A fuzzy logicAdpated gains based on indirect vector control for induction motor drive”, In: Journal of Electrical Engineeing, Vol. 3, n° 2, ISSN 1582_4594, PP.49-54IEEE, 2003.
- [Kou 03-2]** K. Kouzi, L. Mokrani , L., Nait-Said, M-S., “A New Design of fuzzy logic With Adpated gains based on indirect vector control for induction motor drive”, IEEE-SSST, Annu. Meeting, WestVirginia, USA,pp. 362-366, March 2003.
- [Zad 65]** L. A. Zadeh, “Fuzzy sets, Information and Control”, Wseas, Transactions on Systems and Control, vol. 6, pp. 990-996, May 2007.
- [Rog 91]** J. S. Roger, “Fuzzy modeling using generalized neural networks and Kalman filter algorithm”, In Proc. Of the Ninth National Conference on Artificiel Intelligence, July 1991;
- [Zim 93]** H; J. Zeng, M. G. Singh, “approximation theory of fuzzy systems-SISOcase”, IEEE Trans. On Fuzzy Systems, “Vol. 2, no. 2, pp. 162-176, 1994.
- [Pas 98]** K. Passino and Y. Yurkovich, “Fuzzy control”, Addison Wesley Longman, Inc, 1998.
- [Zad 94]** L.A. Zadeh, “Fuzzy local, Neural Networks and soft computing”, Communications of the ACM, vol. 37, no. 3, PP. 77-84, 1994.

- [Tak 85]** T. Takahagi and M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Sysytems and its Application to Modelling an Control", IEEE Transactions on systems, Man and Cybernetics vol. SMC-15 no1, pp. 116-130, 1985.
- [Zad 75]** L.A. Zadeh, "The concept of a Linguistic Variable and its Appliccation to Approximate Reasoning", Information Science, Part. I(8) PP. 199-249, Part II(8) pp 301-357, Part III(9) pp 43-80, 1975.
- [Oug 09]** A. El Ougli, 'Intégration des techniques floues à la synthèses de contrôleurs adaptatifs », Thèse de doctorat national, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès; mai 2009.
- [Bag 99]** L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.

CHAPITRE V

Application de la commande floue adaptative à la *MAS*

V.1 Introduction

La commande adaptative consiste à utiliser un ensemble de techniques pour l'ajustement automatique en ligne des boucles de commande afin de réaliser et de maintenir de meilleures performances dynamiques au système à commander.

Dans un système réel, il existe des paramètres qui se manifestent à l'intérieur de la même façon que des influences de l'environnement. Ces influences peuvent se présenter sous forme de perturbations généralement non mesurable. Le but de la commande adaptative est donc d'atteindre un certain objectif et le rendre optimal [Che 86].

Deux types de structures de commande sont utilisés d'une manière générale.

- Dans le premier on estime les paramètres en ligne par un mécanisme d'adaptation. La loi de commande est calculée à partir des paramètres estimés. Ce type de schéma est appelé indirect.
- Dans le deuxième on peut également calculer les paramètres du régulateur à partir du mécanisme d'adaptation paramétrique. Ce type de commande est appelé direct.

De cela deux approches de commande adaptative sont les plus répandues:

L'approche sel-tuning [Ast 73] et l'approche avec modèle de référence.

Le schéma de la figure (VI.1) montre une configuration de la première approche.

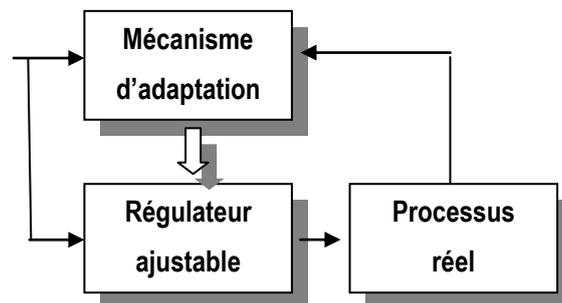


Figure (V.1) Structure de base de la commande adaptative utilisée.

Le mécanisme d'adaptation dans notre cas est remplacé par un contrôleur flou qui sera présenté par la suite voir figure (V.2).

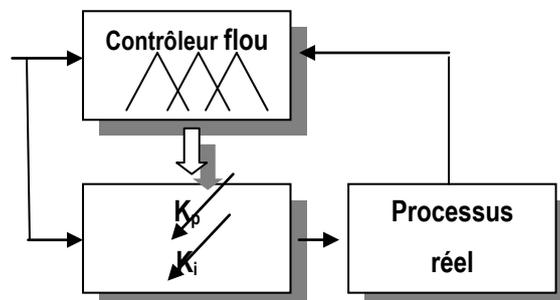


Figure (V.2) Structure du contrôleur flou adaptatif utilisé pour la commande de vitesse de la MAS.

V.2 Mise en œuvre de la commande floue adaptative

D'après [Bag-09] il n'existe pas (encore) une méthode précise pour la détermination d'une stratégie de réglage, ce qui nous pousse vers les recherches de différentes possibilités. Par ailleurs la structure du contrôleur flou adaptatif que nous allons proposer dans notre travail consiste à généraliser une solution qui a été appliquée sur un modèle linéaire (la machine à courant continu) associée à une charge variable [Mih 00]. Basé sur l'expérience de l'opérateur et sur l'observation du déroulement du processus, l'objectif du contrôleur flou consiste à réajuster les paramètres du régulateur *PI* synthétisé initialement par des méthodes classiques. La sortie du *FC* donnera le poids qu'il faut affecter à ces derniers afin de s'adapter à toutes conditions de fonctionnement spécialement en régime transitoire ou lors de présence d'éventuelles perturbations.

Issue de l'expertise, les fonctions d'appartenances suivantes sont attribuées aux états qu'on a définis. Les considérations présentes ont été déduites après observation du comportement du système.

1. le dépassement est causé par l'action intégrale; une diminution considérable du dépassement repoussera le système loin de la référence,
2. la croissance de l'action proportionnelle aura pour conséquence une réduction du temps de réponse mais présente l'inconvénient d'avoir des oscillations,
3. en tenant compte des phénomènes de la non linéarité tel que la saturation, on introduit une nouvelle variable *Sat* comme étant la différence entre la limite maximale et la valeur du courant i_{sq} équivalent au courant d'armature i_a dans le cas d'une machine à courant continu.

Les entrées du contrôleur flou *FC* sont:

- l'erreur *Er*,
- la dérivée première *dEr*
- une variable *Sat* pour la non linéarité telle que la saturation.

La sortie de ce dernier est le poids à être attribué aux paramètres du régulateur *PI*.

Les ensembles de termes des variables d'entrées sont définis par les états suivants:

- Négatif: *N*.
- Positif: *P*.
- Zéro: *Z*.

Pour la sortie, on a les états suivants:

- Zéro: *Z*.
- Positif normal: *PN*.
- Positive grand: *PG*.

V.3 Description du contrôleur flou utilisé [Mih 02] [Mih 04] [Mih 10]

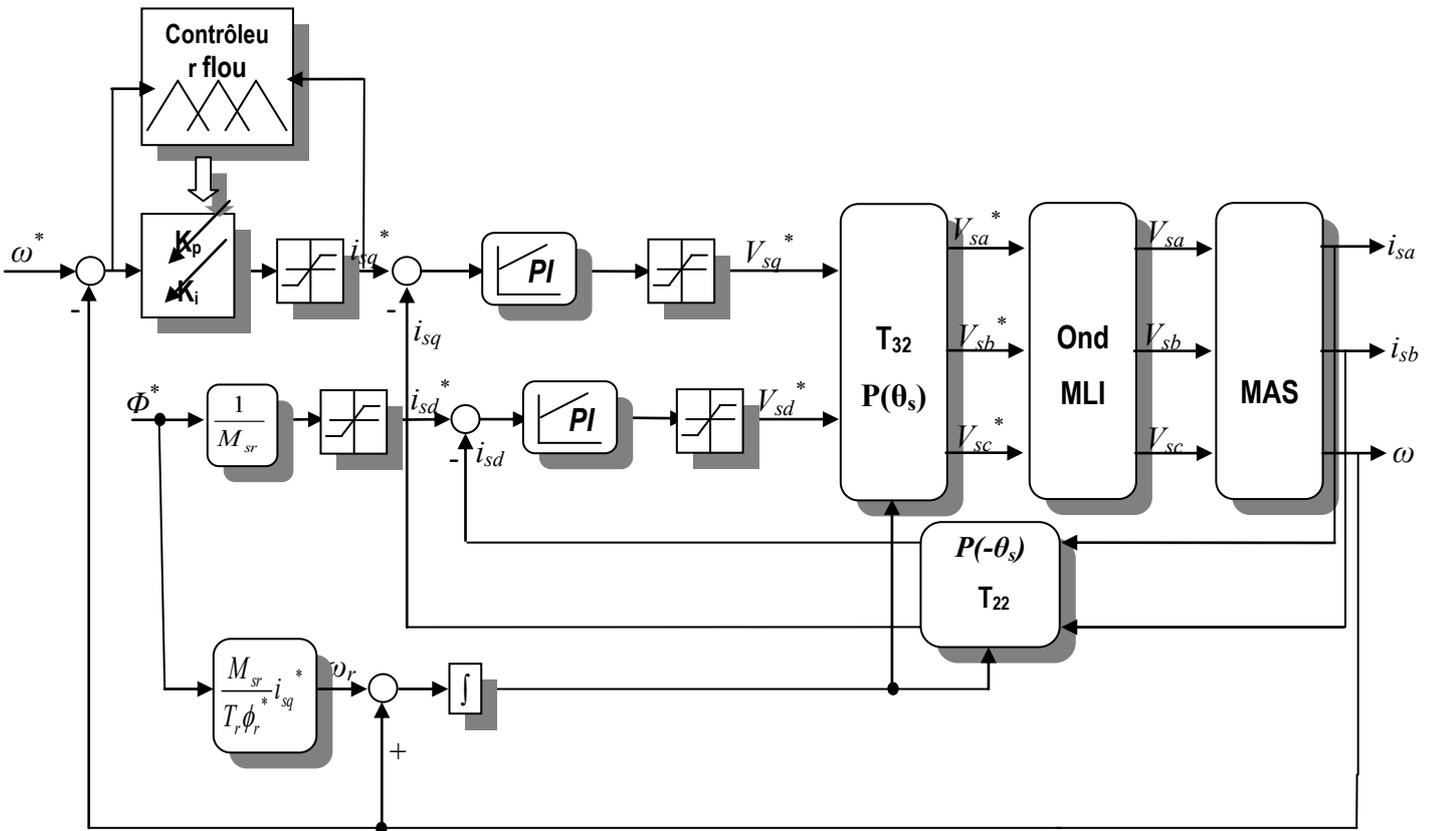


Figure (V.3) Structure générale du régulateur flou adaptatif appliqué aux régulateurs classiques développés en simulation.

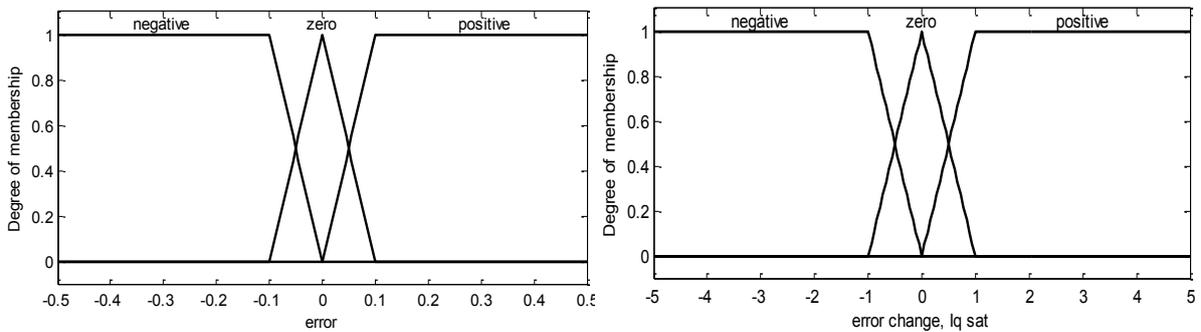


Figure (V.4) Fonctions d'appartenance utilisées pour les entrées du régulateur flou adaptatif

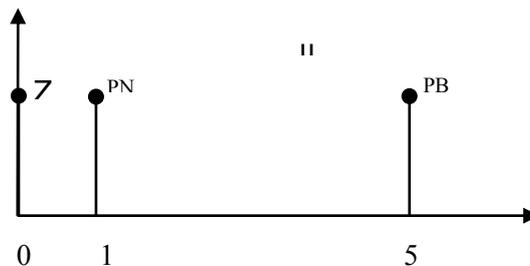


Figure (V.5) Fonctions d'appartenance utilisées pour la sortie du régulateur flou adaptatif

Données par les fonctions d'appartenance montrées sur la figure qui suit, les règles régissant le fonctionnement dans notre système sont comme suit:

- Si l'erreur est négative et V_{sat} est négative alors le poids de PI est zéro,
- Si l'erreur est négative et V_{sat} est positive alors le poids de PI est grand positif,
- Si l'erreur est positive et V_{sat} est négative alors le poids de PI est grand positif,
- Si l'erreur est positive et V_{sat} est positive alors le poids de PI est zéro,
- Si l'erreur est zéro alors le poids de PI est positif normal,
- Si V_{sat} est zéro alors le poids de PI est zéro,
- Si la dérivée de l'erreur est zéro alors le poids de PI est positif normal,
- Si l'erreur est négative et la dérivée de l'erreur est négative et V_{sat} est zéro alors le poids de PI est grand positif,
- Si l'erreur est positive et la dérivée de l'erreur est positive et V_{sat} est zéro alors le poids de PI est grand positif.

Tableau V. 1 Règles du contrôleur flou FC .

Er	dEr	V_{sat}	PI
N	/	N	Z
N	/	P	PG
P	/	N	PG
P	/	P	Z
Z	/	/	PN
/	/	Z	PN
/	Z	/	PN
N	N	Z	PG
P	P	Z	PG

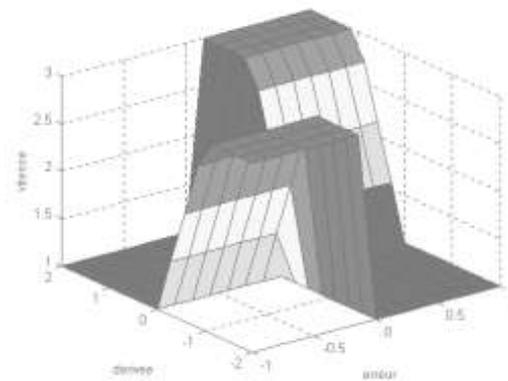


Figure (V. 6) Surface du contrôleur flou adaptatif utilisé.

V.4 Résultats de simulation

Dans le but d'être comparés aux régulateurs classiques *PI*, *IP* et celui de *Ziegler nichols*, les tests ont été développés pour les mêmes conditions.

L'application du contrôleur flou adaptatif a donné une amélioration de performances dynamiques pour les régimes transitoires relatifs à tous les essais et le découplage a été maintenu.

Le tableau V.2 montre d'une façon qui ne laisse pas de toute cette amélioration.

Tableau V. 2 Résultats de simulation.

Résultats de simulation		
<i>IP</i>	0.1490	0.2050
<i>IP</i> flou adaptatif	0.0591	0.0800
<i>PI</i>	0.1330	0.1750
<i>PI</i> flou adaptatif	0.0710	0.1140
Ziegler-Nichols	0.0859	0.4103
Zieg Nichols flou adaptatif	0.0741	0.0974

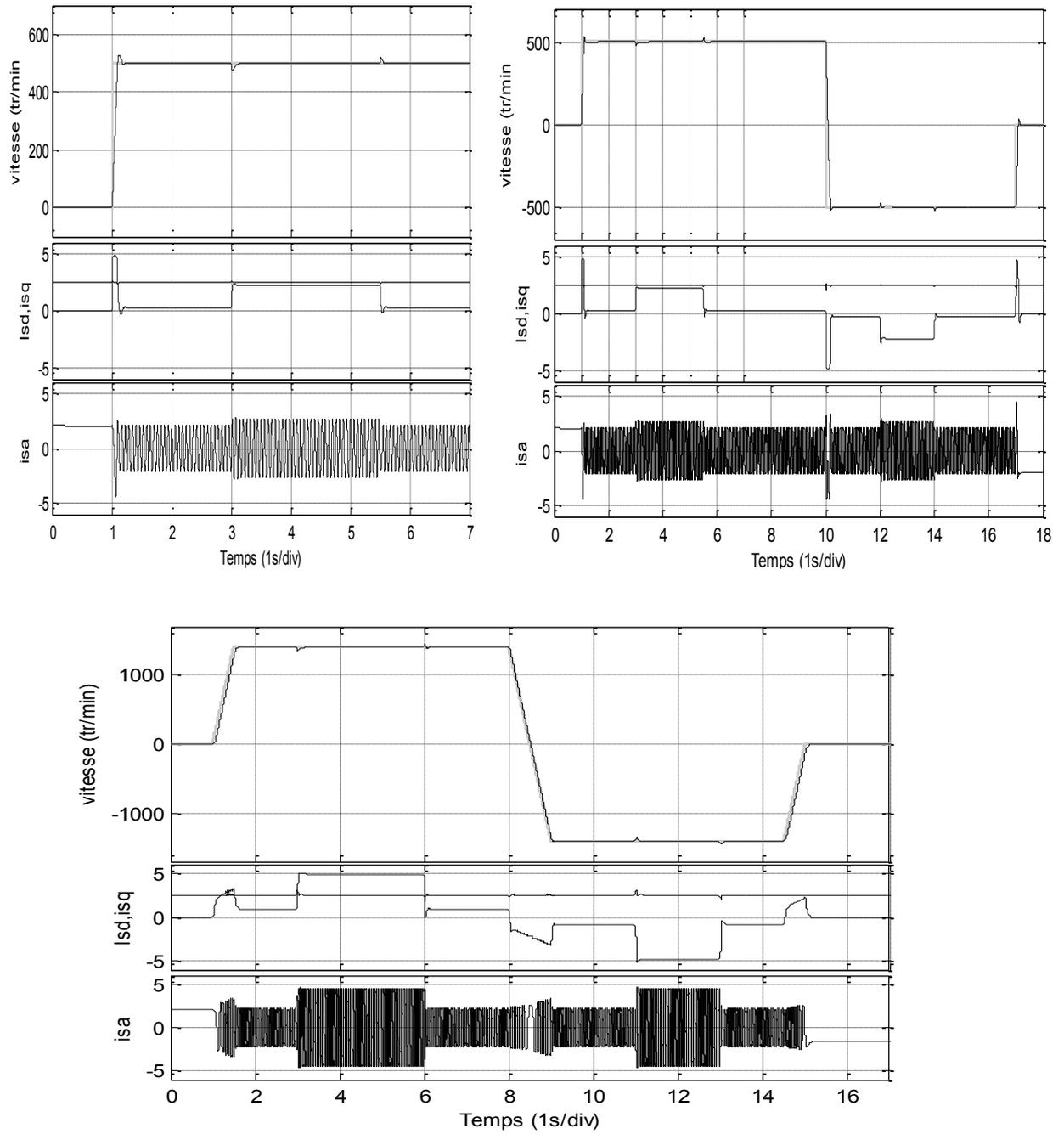


Figure (V.7) Résultats de simulations avec le *IP-flou* adaptatif.

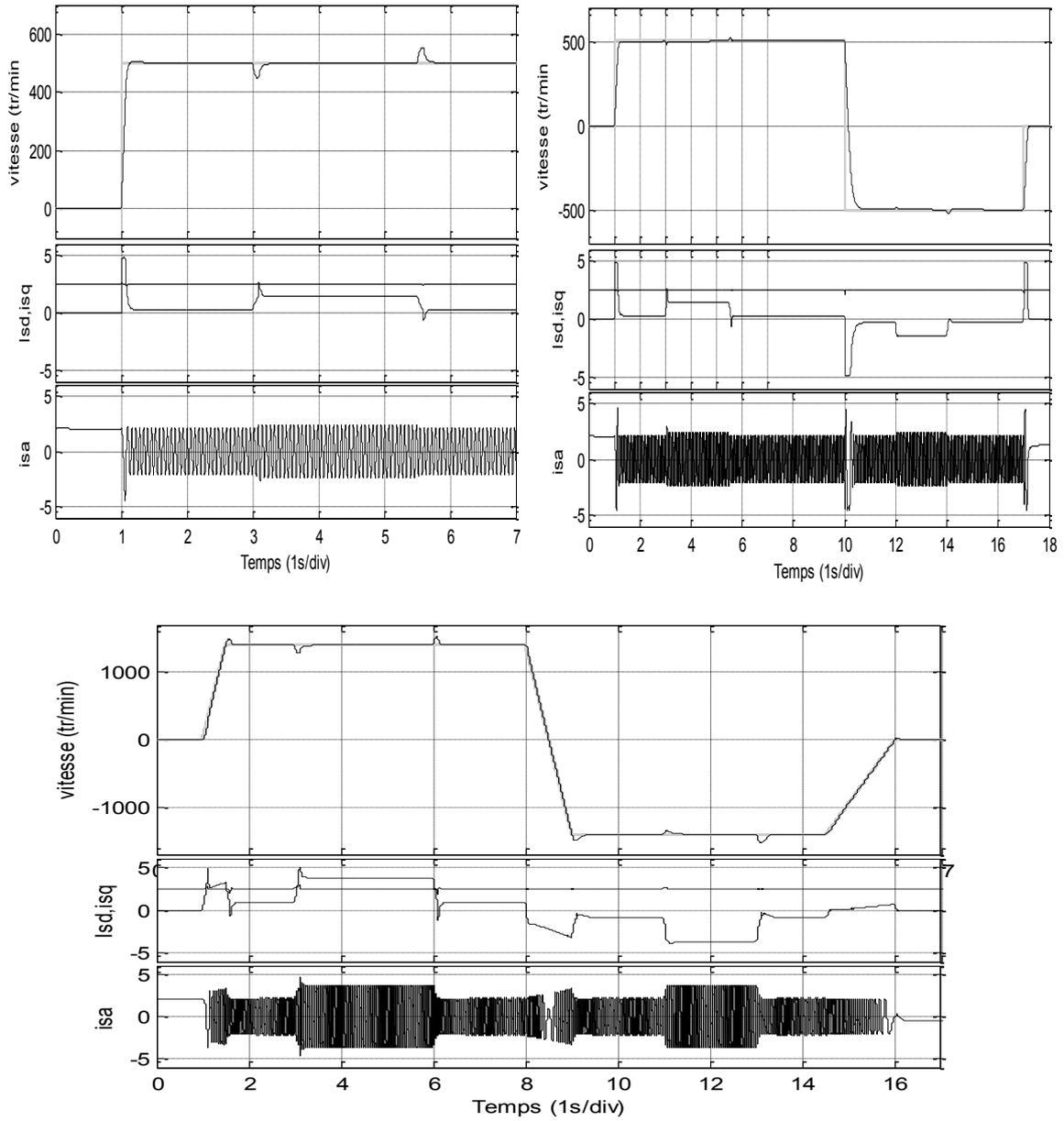


Figure (V. 8) Résultats de simulations avec le *PI*-flou adaptatif.

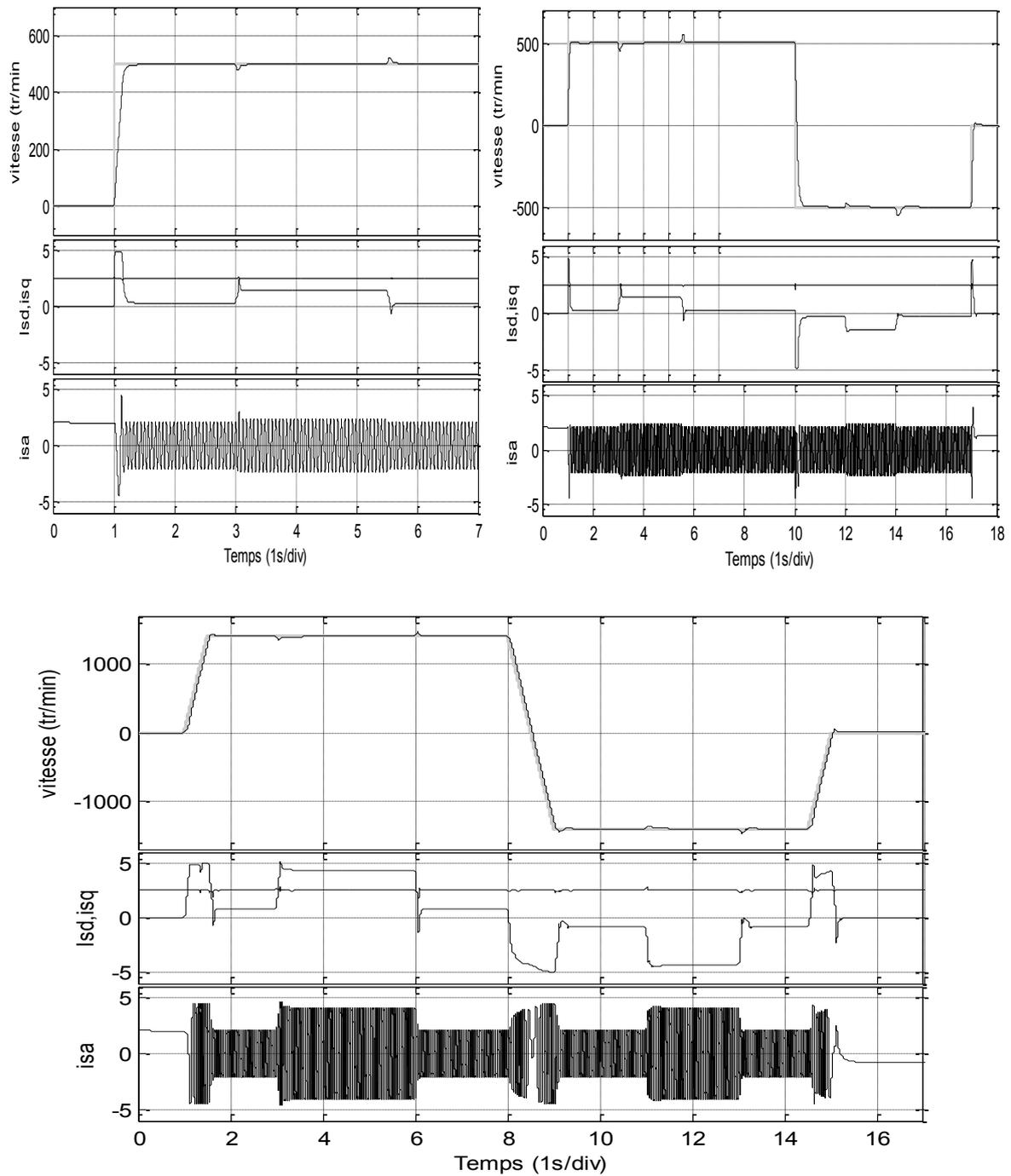


Figure (V. 9) Résultats de simulations avec le régulateur *Ziegler Nichols* flou adaptatif.

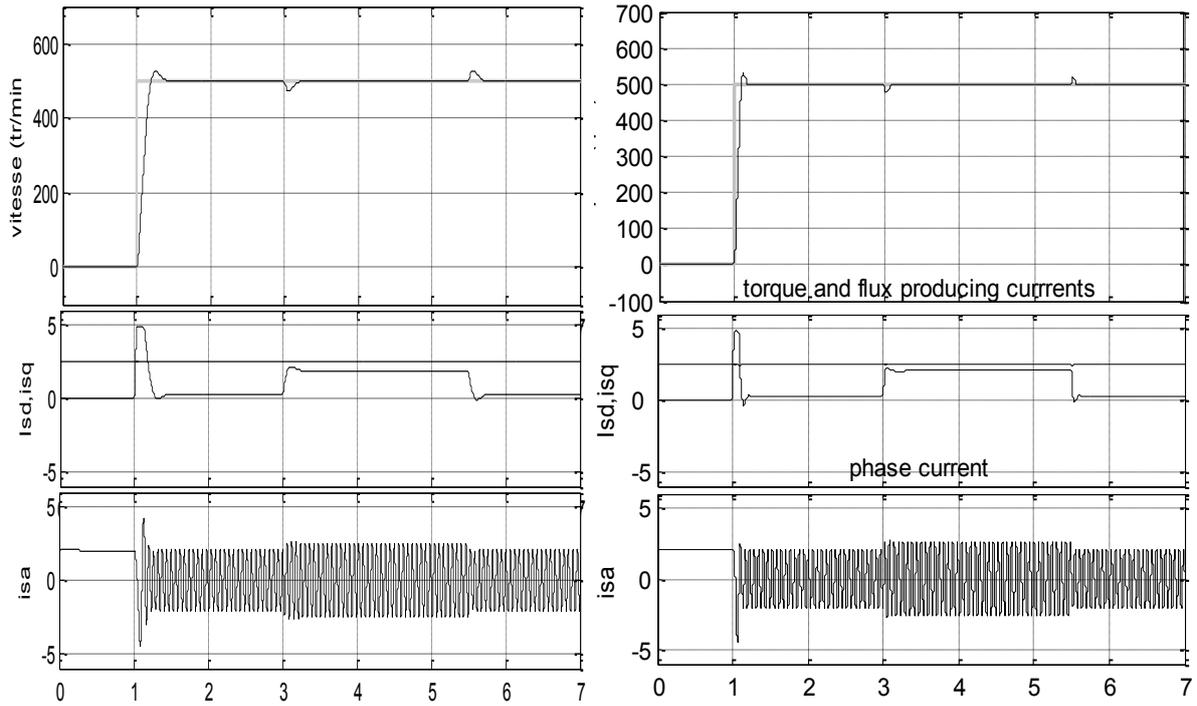


Figure V.10 résultats de simulations comparatifs pour le régulateur IP et IP flou adaptatif

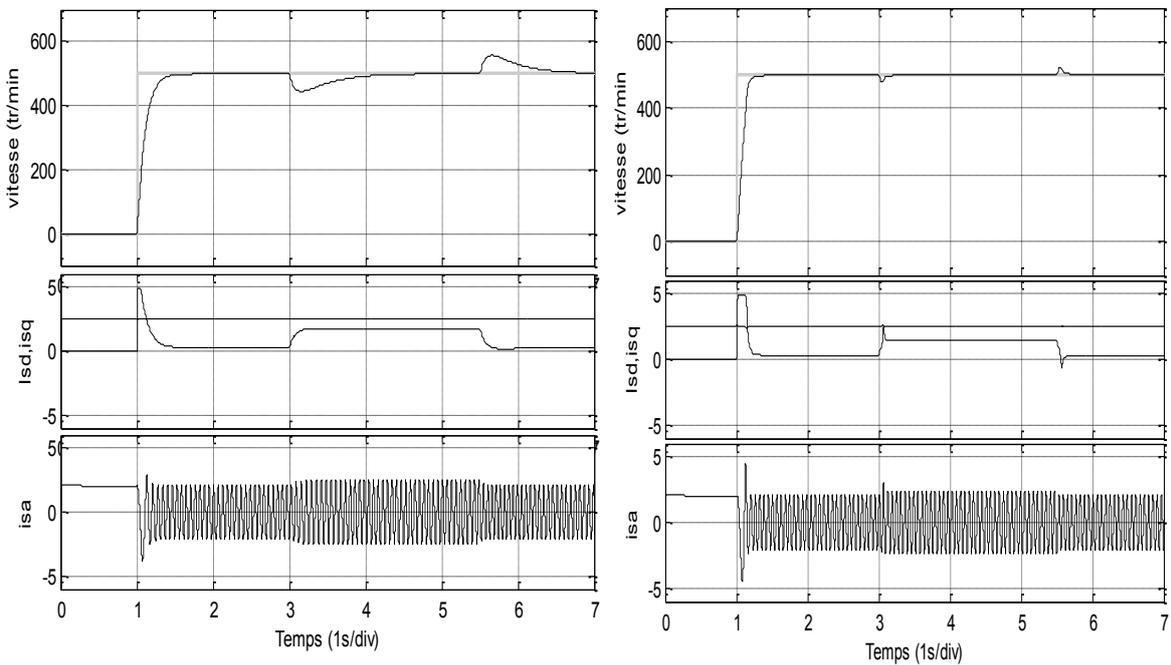


Figure (V.11) Résultats de simulations comparatifs pour le régulateur Ziegler Nichols: classique et flou adaptatif.

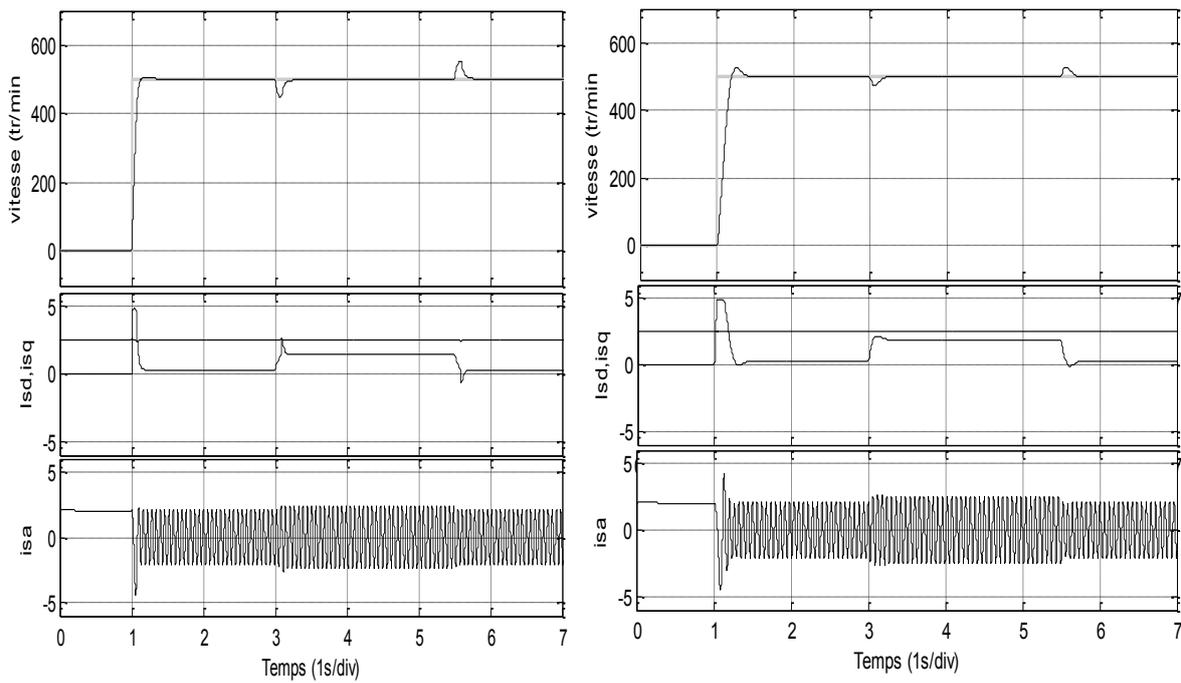


Figure (V.12) Résultats de simulations comparatifs pour le régulateur *PI* et *PI* flou adaptatif.

V.5 Conclusion

- La commande floue permet de manipuler les connaissances linguistiques et possède une richesse de possibilité concernant la forme des fonctions d'appartenance, le type de fuzzification et de défuzzification ainsi que le type d'inférence i.e. la solution qu'on a proposé n'est pas la seule.
- La commande adaptative combinée au régulateur floue est une solution très pratique.
- L'inconvénient majeur que présente la commande floue est le manque d'un cadre théorique permettant d'appliquer une stratégie ayant pour objectif d'optimiser l'architecture du contrôleur flou.
- La possibilité d'apparition de règles d'inférences contradictoire. La cohérence n'est pas garantie.

V.6 Références bibliographiques

- [Ama 08]** Sid-Ali Amamra, L. Barazane, M. S. Boucherit, A new approach of the Vector Control of Induction Motor Using an Inverse Fuzzy Model *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 3 n. 2, April 2008, pp. 361 – 370.
- [Ang 05]** K. H. Ang, G. Chong, and Y. Li, “PID control system analysis, design, and technology”, *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 13, no. 4, pp. 559–576, Jul. 2005.
- [Ast 95]** K. J. Aström and T. Hägglund, “PID Controllers: Theory, Design and Tuning. International Society for Measurement and Con”, 2 Sub edition, ISBN-13: 978-1556175169, January 1, 1995.
- [Bag 96]** L. Baghli, H. Razik & A. Rezzoug, “Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique”, LFA’96 Rencontres francophones sur la logique floue et ses Applications, Nancy, pp. 40-46, 4-5 décembre 1996.
- [Bir 03]** M. Birame, “Commande floue d’un convertisseur AC-DC à UPF en cascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage par supercapacités d’un véhicule électrique”, Thèse de Magister en Électrotechnique Option : Electronique de puissance, Université de Batna, 2003.
- [Bos 94]** B. K. Bose, Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control, proceedings of the IEEE, 1994. vol 82, n 8, pp. 1303 - 1325,
- [Bos 97]** B. K. Bose (Ed.), *Power Electronics and Variable Frequency Drives*”, (Introduction, Chapter 5 and Chapter 11), IEEE Press, 1997.
- [Che 09]** S. Chekroun, “Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone triphasée ”, Thèse de Magister en Électrotechnique Option : Analyse et commande des Machines électriques, ENSET Oran, 2009.
- [Che 86]** J. P. Chen, “La commande adaptative décentralisée”, thèse de doctorat, Laboratoire d’Automatique et d’Analyse des Systèmes du CNRS, décembre 1986.
- [Fou 03]** L. Foulloy, S. Galichet & A. Titli, “ Commande floue 1. De la stabilisation à la supervision”, *Traité Informatique-Commande-communication*, Editions Lavoisier, Paris, ISBN : 2-7462-0608-0, 2003.

- [Kes 08]** S.Kesler, A. S. Akpınar, A. Saygin, Y. Oner DSP Implementation of a Variable Speed Drive Using Fuzzy logic Based Voltage Injection Method for Wound-Rotor Induction Machines *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 3 n. 6, December 2008, pp. 962 – 974..
- [Kou 04]** K. Kouzi, L. Mokrani , M. S., Nait, “High performances of fuzzy self-tuning scaling factor of pi fuzzy logic controller based on direct vector control for induction motor drive without flux measurements”, 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).
- [Kou 04]** K. Kouzi, L. Mokrani , M.S., Nait, High Performances of Fuzzy Self-Tuning Scaling Factor of PI Fuzzy Logic Controller Based on Direct Vector Control for Induction Motor Drive without Flux Measurements, 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).
- [Leo 01]** W. Leonhard, “Control of Electrical Drives”, Springer; 3rd edition, ISBN-13: 978-3540418207 September 21, 2001.
- [Mas 08]** M. Masiala, B. Vafakhah, J. Salmon, Member, IEEE, and A M. Knight, “Fuzzy Self-Tuning Speed Control of an Indirect Field-Oriented Control Induction Motor Drive” IEEE Trans. Ind, vol. 44, no. 6, nov/dec. 2008.
- [Mih 00]** Y. Mihoub, B.Mazari, M.Heniche “neuro-fuzzy controller architecture used to adapt the parameters of PI regulator to control a DC motor with a time varying load”, UPEC 2000.
- [Mih 02]** Y. Mihoub, B. Mazari, “Neurofuzzy controller used to control the speed of an induction motor”, CATEE’2002, Oman - Jordanie, 19-21 mars 2002.
- [Mih 04]** Y. Mihoub, B. Mazari, S. Hassaine, “Robustness test of PI, Fuzzy and Neuro-fuzzy speed Induction Motor controller”, EPE-PEMC 2004.
- [Mih 10]** Y. Mihoub, D. Toumi, B. Mazari, S. Hassaine, “ Design and Implementation of an adaptive PI fuzzy controller to improve the speed control of induction motor” *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 5, no 2, pp. 481-490, April 2010.
- [Rub 08]** A. Rubaai, M J. Castro-Sitiriche, and A. Ofoli, Design and Implementation of Parallel Fuzzy PID Controller for High-Performance Brushless Motor Drives: An Integrated Environment for Rapid Control Prototyping, IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 44, n. 4, July/August 2008, PP.1090 - 1098.

- [Tur 02]** M. Tursini, F. Parasiliti, and D. Zhang, Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 38, n. 4, July/August. 2002, pp. 1018 – 1026.
- [Ya 02]** Y. Yang, W.G. Wang, “A fuzzy parameters adaptive PID controller design of digital positional servo system”, proceedings of the First International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Beijing, November 4-5, 2002.
- [Zer 10]** M. Zerikat., S. Chekroun., A. Mechernene “Development and High-Performance Variable Structure Tracking for induction Motor Using Fuzzy-Logic Controller”, *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 5 n. 1, pp. 160 – 166, February 2010.

CHAPITRE VI

Description du banc d'essai et validation expérimentale

VI.1 Introduction

Lors du développement théorique des commandes, on a eu recours à des hypothèses simplificatrices, soit au niveau de la modélisation, soit au niveau de la commande pour les boucles internes relativement aux boucles externes.

Contrairement aux simulations qui ne peuvent pas refléter parfaitement tous les phénomènes physiques, la validation par simulation permet d'avoir une idée sur l'efficacité de la commande.

Les erreurs de mesures dues aux capteurs, le temps d'échantillonnage, les retards, les temps de traitement de données, les bruits de mesures, ...etc.

L'implémentation en temps réel d'une commande sur un banc d'essais, représente une phase importante et complémentaire pour mesurer réellement l'efficacité de l'approche développée en simulation.

Ce chapitre est dédié à la validation en temps réel des approches présentées dans les chapitres 3 et 5 sur un banc d'essais qui sera présenté dans ce chapitre suivi des résultats obtenus.

VI.2 Présentation du banc d'essai

La plate-forme d'essai comporte une machine asynchrone de **1,1 kW** avec différents types de défauts (barres cassées, courts-circuits statoriques etc...) accouplée à une machine à courant continu utilisée comme charge. La machine asynchrone est contrôlée à l'aide d'une carte **Dspace 1104**.

Les constituants principaux de la plate-forme sont:

- Une *MAS* à rotor à cage d'écureuil : **Leroy Somer LS 90 4P 1,1 kW** rebobinée pour pouvoir créer des défauts statoriques.
- Une machine de charge de type Moteur à Courant Continu **Leroy Somer MS1001L06 2,3 kW**
- Un onduleur à **IGBT** triphasé de laboratoire ($V_{ccmax}=800V$, $I_{ccmax}=25A$)
- Un module de filtrage anti-repliement de 3 tensions et 3 courants de fréquence de coupure **500Hz**.
- Un codeur incrémental de résolution **2048 pts/tour**
- Un ensemble carte temps réel **Dspace DS1104** et les interfaces associées permettant les mesures de position, vitesse, courants et tensions filtrés.
- Carte contrôleur système mono-carte **Dspace DS1104**
- **MPC8240, PowerPC 603e core, 250 MHz**
- Texas Instruments' **DSP TMS320F240 à 20MHz**
- **4** entrées analogiques, **16** bit, multiplexées, **4** entrées analogiques **12** bits

- 8 sorties analogiques 16 bits
- Entrées/Sorties numériques 20 bits
- timer/compteurs 32 bits
- Sorties *PWM* simples et triphasées 2 Interfaces codeurs incrémentaux
- Un ordinateur de type *PC* de développement et de supervision.
- Différents logiciels: *Matlab v7, Simulink, ControlDesk*.

Voir annexe C pour plus de détails.

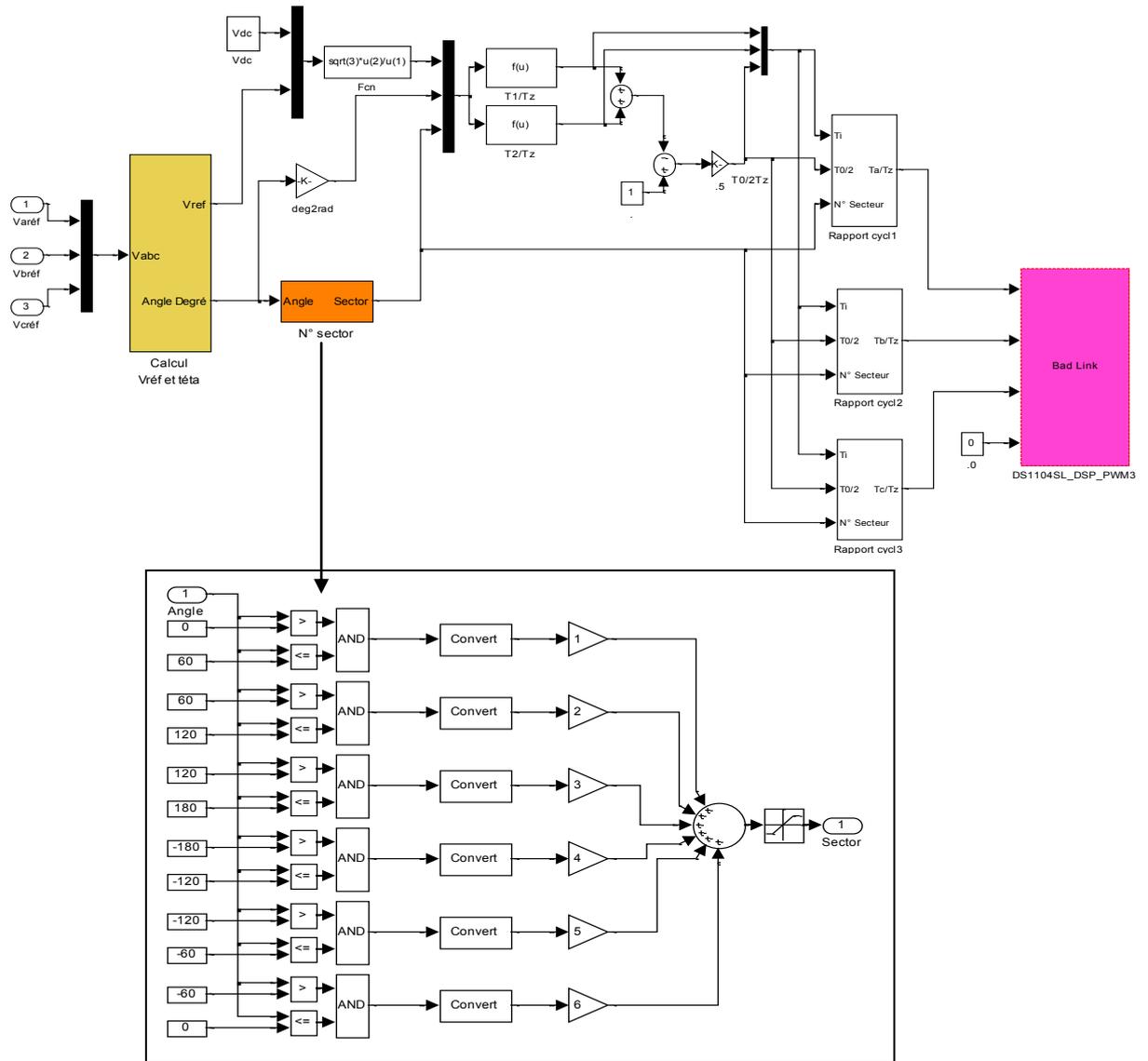


Figure (VI.1) Schéma *Simulink* de la *MLI* vectorielle.

VI.3 Choix du convertisseur statique

On utilisera un onduleur triphasé de tension commandé en *MLI* vectorielle. La période de hachage devra être courte devant le temps d'établissement du courant afin de pouvoir imposer des

formes désirées de courant. Nous sommes donc orientés vers un onduleur de tension triphasé à transistors **IGBT**. Ces transistors sont très rapides et ont des pertes de commutation admissibles ainsi qu'une bonne tenue en tension. Les transistors de chaque bras sont commandés de façon complémentaire. Cependant aux instants de commutations, il existe des temps mort qui correspondent aux durées pendant lesquelles aucun des deux transistors ne conduit. Le circuit gérant ces temps est intégré dans l'onduleur.

L'onduleur utilisé a les caractéristiques suivantes:

- Tension maximale bus continu de **600V**,
- Courant maximum de **10A**,
- Fréquence de hachage de **10kHz**,
- Temps morts de quelques centaines de nanosecondes,
- Temps de conduction et de blocage minimum de **1µsec**.

Cet onduleur est doté des modules de filtrages des tensions et courants (Filtres de Butterworth). Il possède également un module de protection employant une résistance thermique.

VI.3.1. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor

Dans ce contexte, nous pouvons signaler que l'application des signaux d'attaque se fait de deux façons. Dans la première, l'application des séquences se fait dans l'ordre indiqué par la Figure (IV.3). A l'intérieur d'une période de commutation, on applique la première séquence durant le temps T_1 , la deuxième séquence durant le temps T_2 et la roue libre durant le temps T_0 . Cet ordre est maintenu durant la prochaine période.

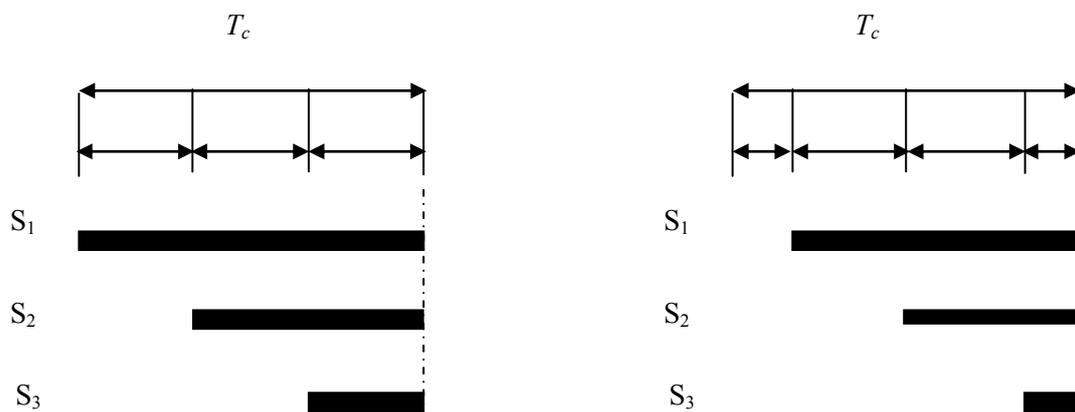


Figure (VI. 2): Application des Signaux de commande aux interrupteurs.

$T_1 \quad T_2 \quad T_0$ $T_0/2 \quad T_1 \quad T_2 \quad T_0/2$

(a)

(b)

Dans la deuxième, on applique en premier la première séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , ensuite la première et la deuxième séquence durant les temps T_1 et T_2 respectivement et finalement on applique la deuxième séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , (voir Figure (VI.2)). L'avantage de la deuxième façon est le fait qu'à chaque période, on fait appel à deux séquences de roue libre. Cette procédure permet de diminuer les contraintes thermiques sur les interrupteurs pendant la roue libre en l'effectuant une fois avec les interrupteurs hauts (S_1 , S_3 et S_5) et une fois avec les interrupteurs bas (S_2 , S_4 et S_6).

En se basant sur ce qui a été présenté au deuxième chapitre, on peut résumer, voir tableau (VI.1), les temps de conduction de chaque convertisseur statique et ceci pour tous les secteurs. Ceci permettra, bien évidemment, d'implanter l'approche *MLI* vectorielle dans l'environnement *Simulink*.

Tableau VI. 1: Temps de conduction de chaque convertisseur statique pour tous les secteurs.

N° du secteur	Convertisseurs hauts (S_1 , S_3 et S_5)	Convertisseurs bas (S_2 , S_4 et S_6)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$
	$S_2 = T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_1 + T_0/2$
	$S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$
	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_0/2$
	$S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_0/2$
	$S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_2 = T_2 + T_0/2$	$S_6 = T_2 + T_0/2$
	$S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$
	$S_2 = T_0/2$	$S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
	$S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$

$$\begin{array}{rcl}
 & S_1=T_1+T_2+T_0/2 & S_4=T_0/2 \\
 6 & S_2=T_0/2 & S_6= T_1+T_2+T_0/2 \\
 & S_5= T_1+T_0/2 & S_2= T_2+T_0/2
 \end{array}$$

N.B: Selon l'algorithme de la *MLI* vectorielle présenté, un test de fonctionnement de l'onduleur a été effectué.

VI.3.2. Mesure des courants statoriques

La mesure et la numérisation des courants se font par une chaîne d'acquisition classique. L'onduleur utilisé est doté de modules pour la capture des courants et tensions. Un capteur de courant fournit une tension analogique proportionnelle à ce courant. Ce signal est filtré ensuite par un filtre analogique anti-repliement dont la fréquence de coupure est de l'ordre de **500 Hz**. L'introduction de ce filtre nous permet, d'une part, d'éviter les perturbations créées par des signaux hautes fréquences sur l'échantillonnage (repliement de spectre [Col 95]) et de lisser le courant haché d'autre part. C'est ce signal qui sera introduit vers la carte *Dspace 1104* via le convertisseur analogique numérique. Les trois capteurs utilisés dans la carte de mesure sont de type: *LEM LA 55-P*.

L'onduleur est également équipé de module pour capter les tensions. Les capteurs employés sont de type: *LEM LV 25-P*. ils sont caractérisés par un temps de réponse très faible ceci est avantageux pour la modélisation car ils permettent de les remplacer par un gain pur.

VI.4 Mise au point du banc de test

Deux modes peuvent être distingués, selon la dynamique mise en jeu:

- Dynamique de courant: c'est le mode électrique rapide des boucles internes,
- Dynamique de la vitesse: c'est le mode mécanique lent (boucle externe).

La séparation des deux modes en question permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible. On obtient une boucle externe et une boucle interne (imbriquée), la détermination des paramètres des correcteurs se fait aisément.

Pour que le fonctionnement soit correct, il faut respecter:

- un écart entre les dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que la dynamique de la boucle externe. La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la *MAS*, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants i_{sd} et i_{sq} (et donc le couple) et la vitesse de rotation.
- La mesure des courants de phases i_{sa} et i_{sb} est réalisée en employant deux capteurs de courants. Après leur filtrage, une conversion analogique-numérique est effectuée au niveau de la carte d'interface *Dspace 1104*, suivie des transformations de Concordia et de Park.

- Il en résulte les grandeurs i_{sd} et i_{sq} utilisées comme entrées dans la boucle de contrôle des courants.
- L'acquisition de la position angulaire permet le calcul de la vitesse par dérivation numérique il faut ajouter d'un filtrage passe-bas pour avoir un bon signal.

VI.5 Résultats expérimentaux

Les essais de simulation ont été la base de choix des poids à attribuer aux gains proportionnel et intégral. Le dimensionnement de régulateurs développé en pratique a été appliqué avec les mêmes valeurs.

De légères modifications sont ajoutées en fonction de l'observation des allures de sorties. Ces modifications sont effectuées dans un but de garder celles ayant données les meilleures réponses en termes d'indice de performances. Aussi dans un but de comparer ces essais, on a appliqué les mêmes tables de profil. Le tableau VI.2 regroupe les meilleurs résultats obtenus lors des essais expérimentaux.

Tableau (VI. 2) Tableau comparatif des résultats expérimentaux.

Type de Régulateur	t_m [s]	t_r [s]
<i>IP</i> avec ($\zeta=0.707$)	0.1430	0.2070
<i>IP</i> avec ($\zeta=1$)	0.2440	0.3330
<i>PI</i> avec ($\zeta=0.707$)	0.2590	0.3710
<i>PI</i> avec ($\zeta=1$)	0.1110	0.1600
<i>Ziegler-Nichols</i>	0.3690	0.5900
<i>IP</i> flou adaptatif	0.0580	0.0780
<i>PI</i> flou adaptatif	0.0710	0.1140
<i>Ziegler-Nichols</i> flou adaptatif	0.0630	0.0790

Dans les figures (VI.4, VI.5, VI.6), nous avons présenté ces essais de façon à comparer les allures des grandeurs obtenues avec les régulateurs développés en simulation à ceux où nous avons appliqué le régulateur flou adaptatif. L'amélioration des performances dynamiques est nettement remarquée.

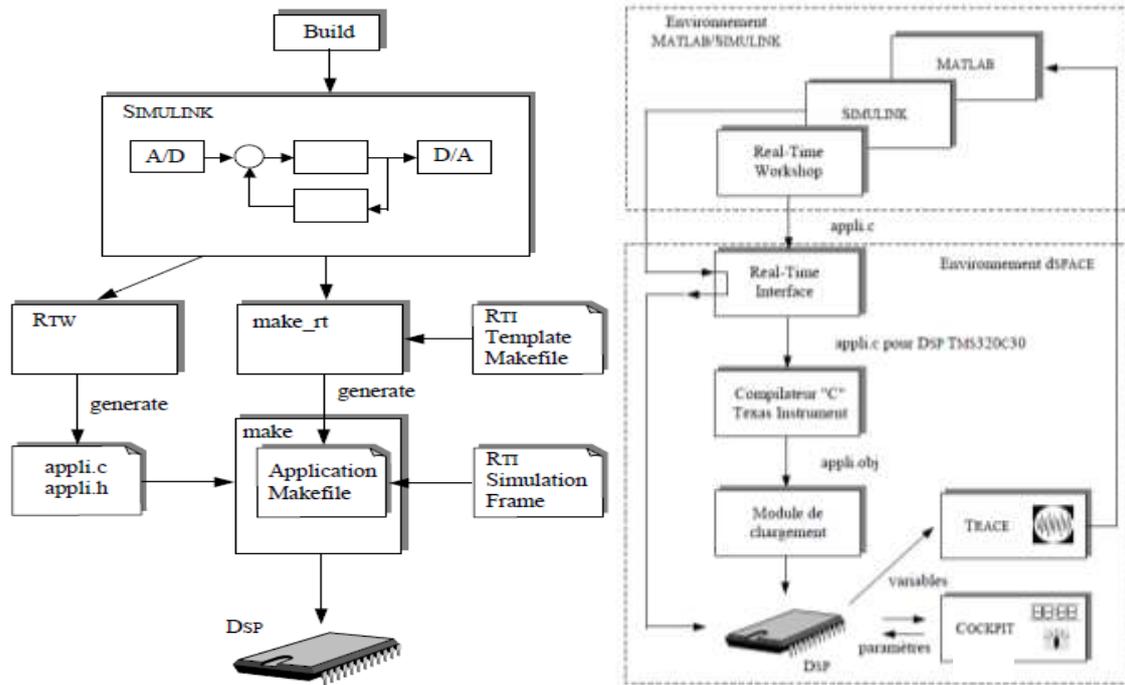


Figure (VI.3) Configuration générale de la simulation numérique.

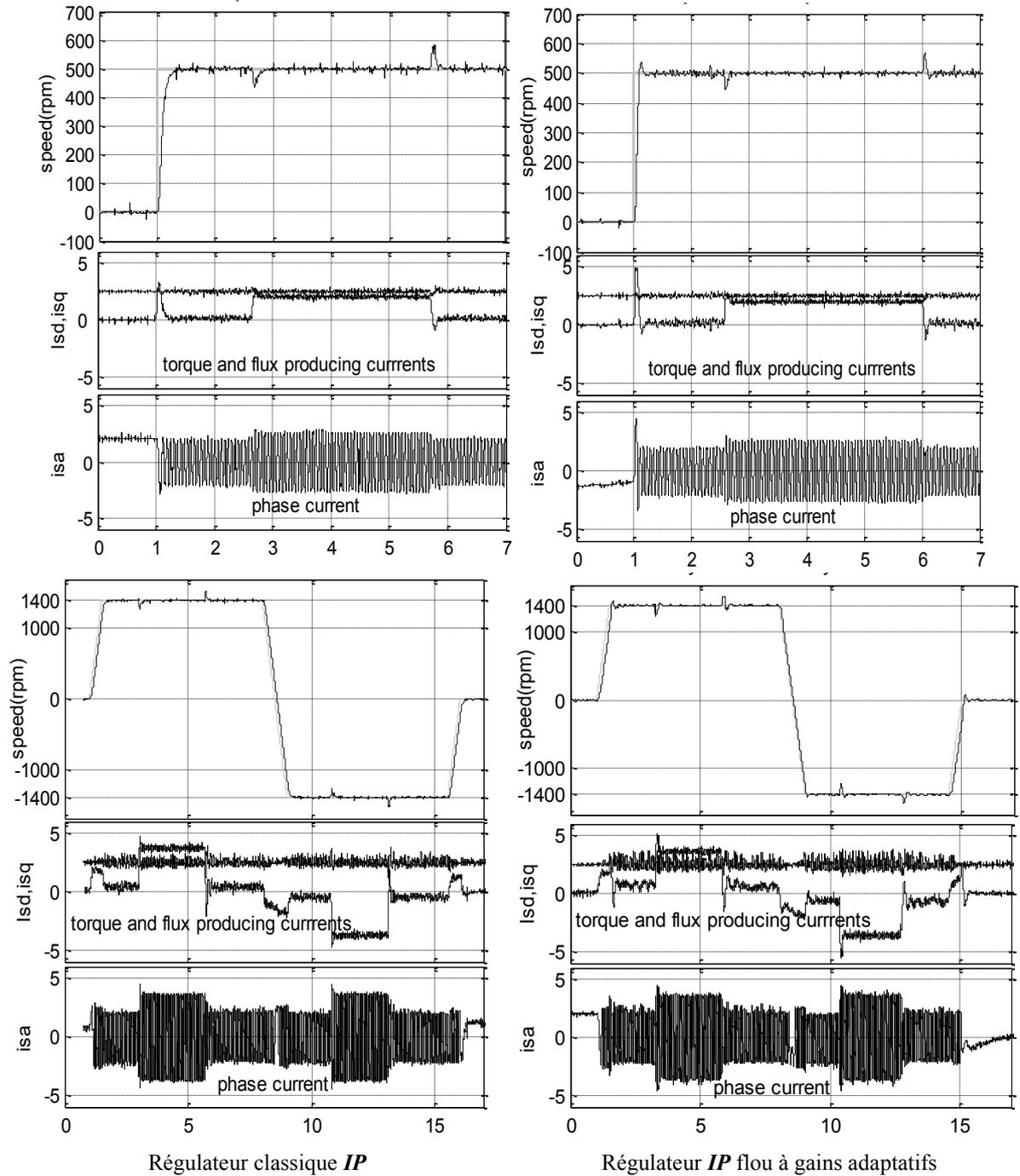
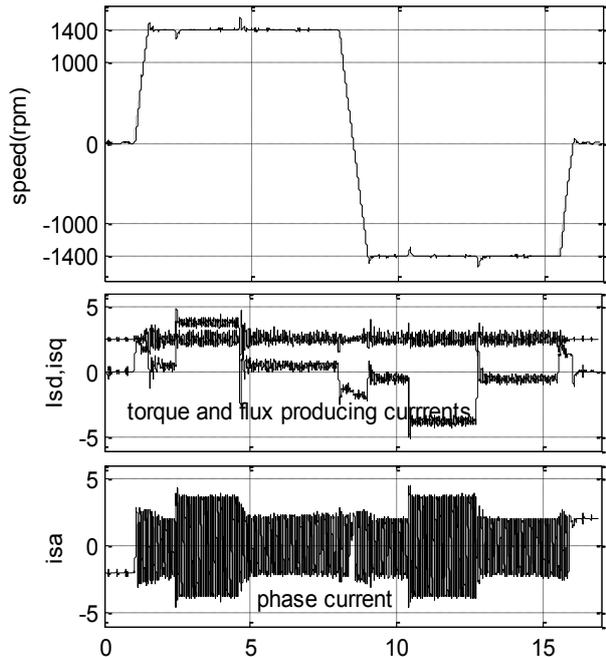
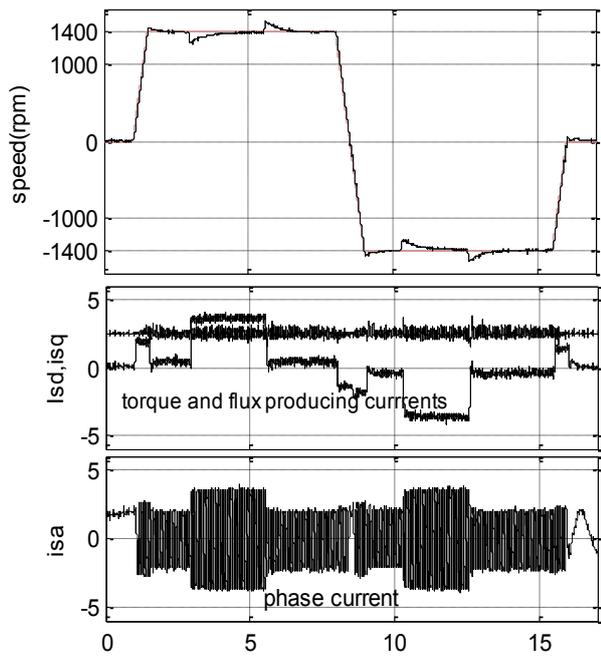
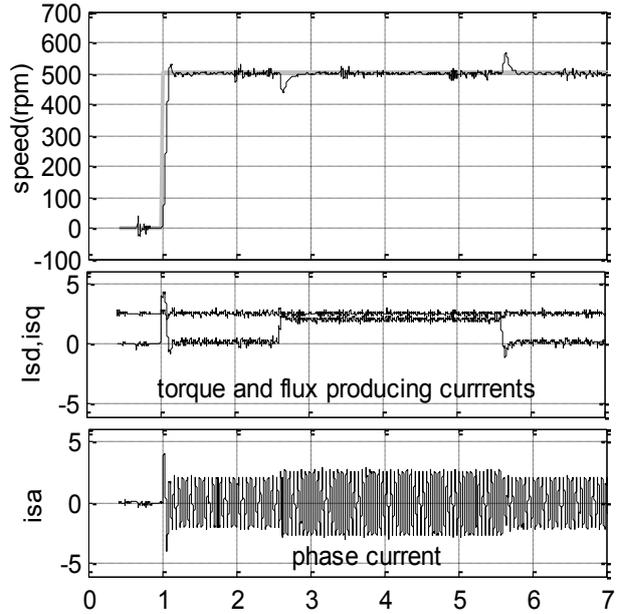
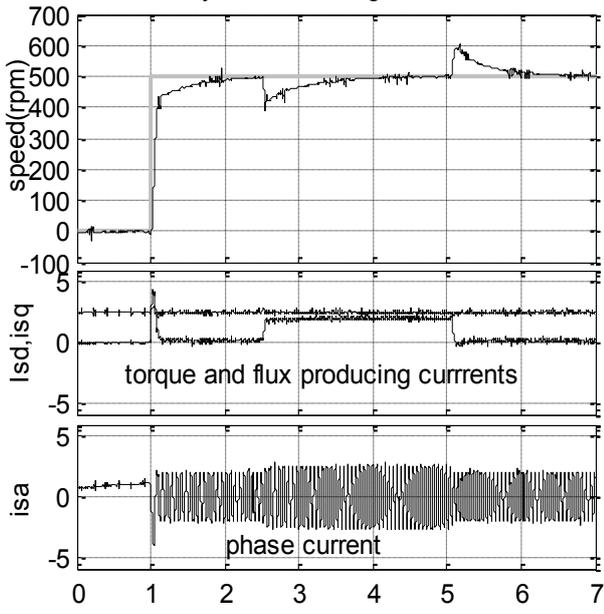


Figure (VI.4) résultats expérimentaux avec le régulateur *IP* flou adaptatif.



Régulateur classique *Ziegler-Nichols*

Régulateur *Ziegler-Nichols* flou à gains adaptatifs

Figure (VI.5) Résultats expérimentaux avec le régulateur *Ziegler-Nichols* flou adaptatif.

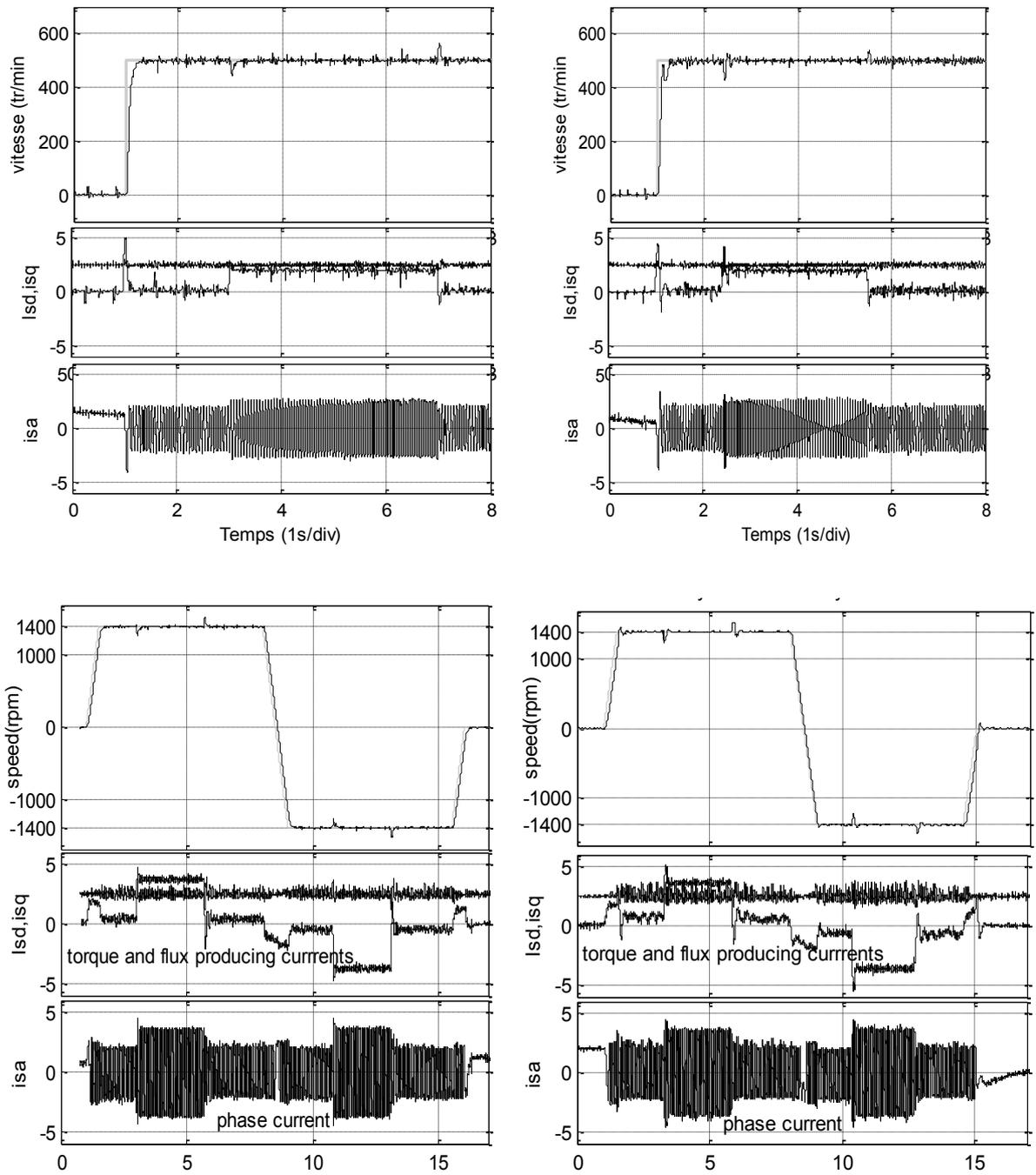


Figure (VI.6) Résultats expérimentaux avec le régulateur *PI* flux adaptatif.

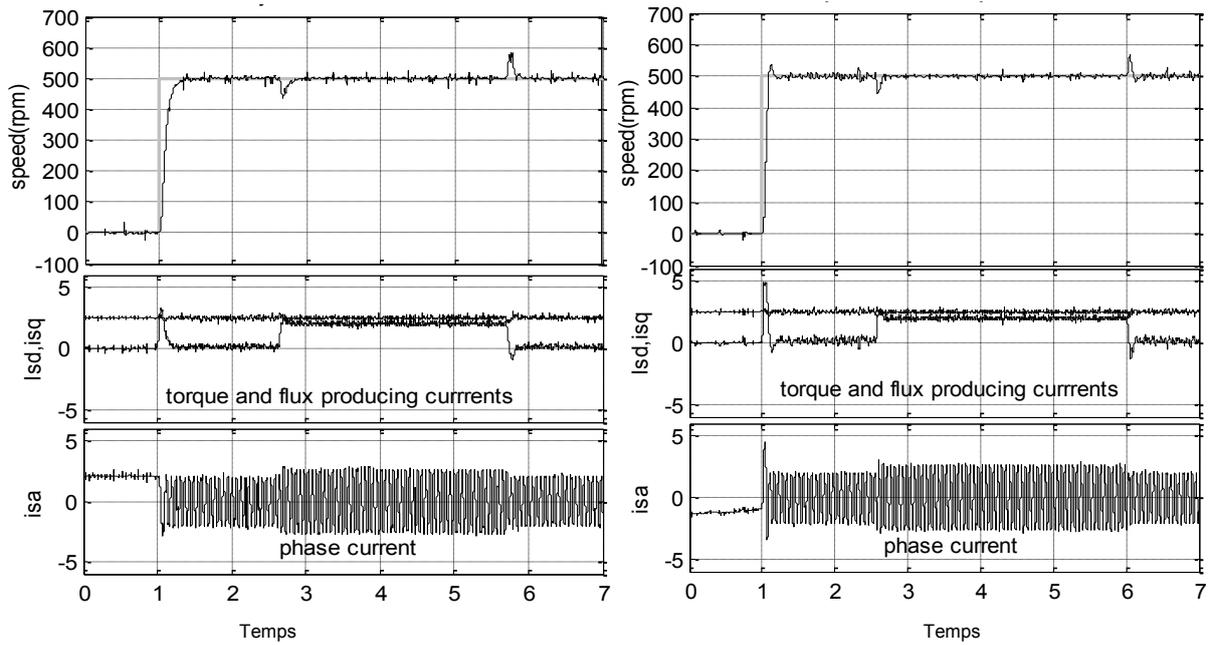


Figure (VI.7) Résultats expérimentaux comparatifs pour le régulateur *IP* et *IP* fluu adaptatif.

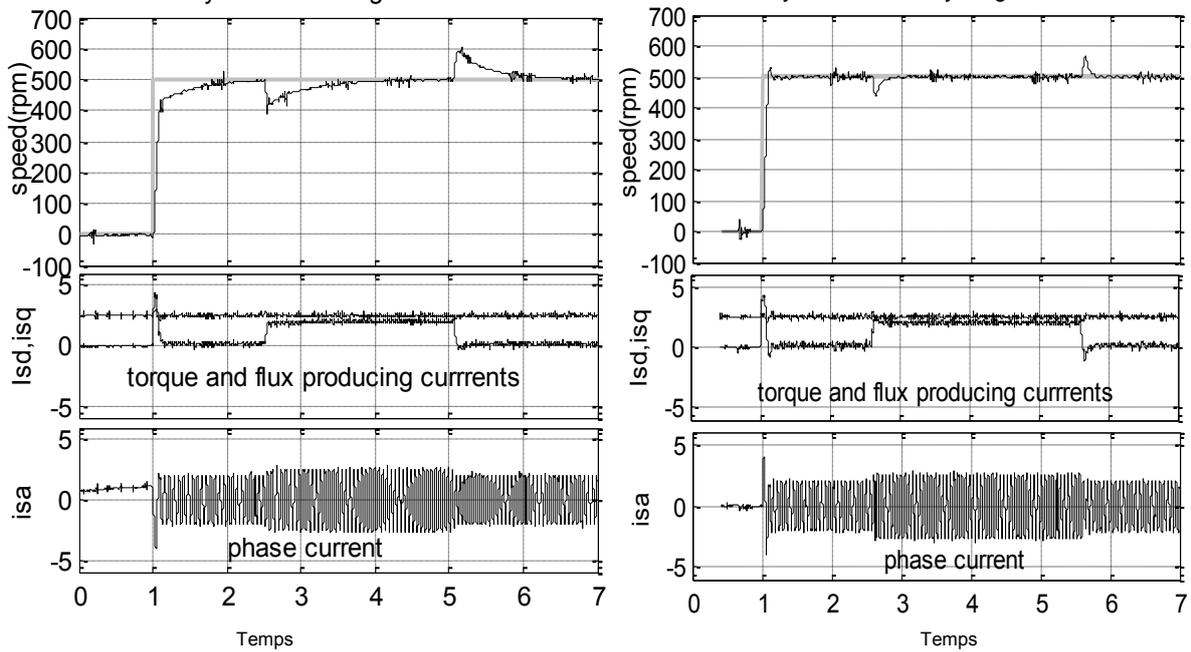


Figure (VI.8) Résultats expérimentaux comparatifs pour le régulateur *Ziegler Nichols*: classique et celui du fluu adaptatif.

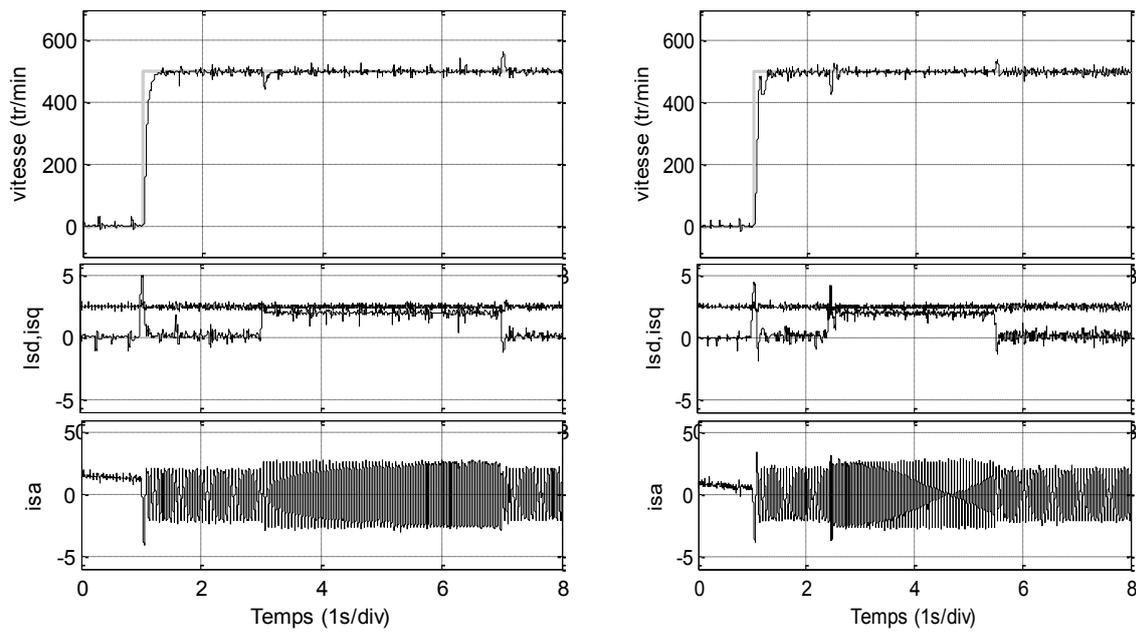


Figure (VI.9) Résultats expérimentaux comparatifs pour le régulateur *PI* et *PI* flou adaptatif.

VI.6 Tests de robustesse

Les incertitudes sont constituées d'une manière générale des perturbations externes, des bruits de mesures et les erreurs dues aux descriptions inadéquates des systèmes physiques.

La robustesse peut être décrite de la façon à maintenir le système en boucle fermée stable malgré les variations du comportement du système en boucle ouverte (robustesse en stabilité).

Il peut aussi s'agir de la manière avec laquelle on doit traiter les signaux indésirables ou inattendus dans le système bouclé (robustesse en performance).

Son sens est donc impérativement associé à une propriété, telles que la stabilité ou la performance, à l'égard d'une grandeur perturbatrice comme l'erreur de mesure ou les perturbations externes, les incertitudes sur le modèle ou sur les paramètres du système [**Mob 01**].

Dans notre cas, seules les incertitudes paramétriques seront prises en compte car les paramètres de la machine ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Les origines de ces variations sont multiples. Elles correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en série, aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement (augmentations ou chutes) ou aux méthodes utilisées dans la phase d'identification des paramètres de la machine.

Il est également intéressant de rappeler que l'objectif de cette partie de notre étude est de valider expérimentalement la robustesse, en analysant les propriétés telles que la stabilité et les diverses performances, à savoir les performances transitoires et permanentes.

Variation de la résistance statorique R_r

Les tests ont été développés relativement aux correcteurs IP selon l'axe q de la machine associé à un correcteur de type PI pour contrôler i_{sd} et i_{sq} , pour être comparé aux correcteur IP flou adaptatif.

Le même test a été développé pour le correcteur **Ziegler-Nichols**.

Les essais en charge ont été effectués dans les mêmes conditions et pour tous les régulateurs sélectionnés dans cette partie.

La même trajectoire de la vitesse de référence est conservée.

Variation de J

L'influence du moment d'inertie du système tournant (moteur+machine) a un grand impact sur la réponse. En effet, il sera très intéressant de tester les performances de deux contrôleurs sélectionnés quand le moment d'inertie du moteur (J) change.

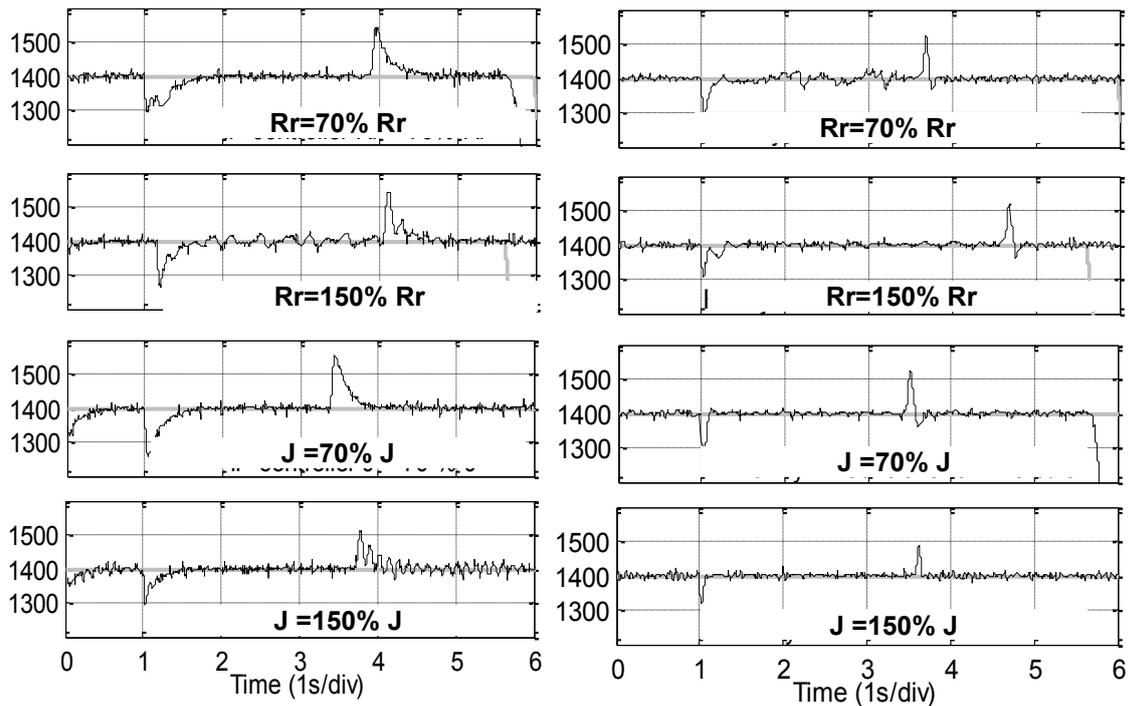


Figure (VI.10) Résultats expérimentaux comparatifs pour les tests de variations paramétriques pour le régulateur *IP*.

A. Le régulateur conventionnel.

B. Le régulateur flou adaptatif.

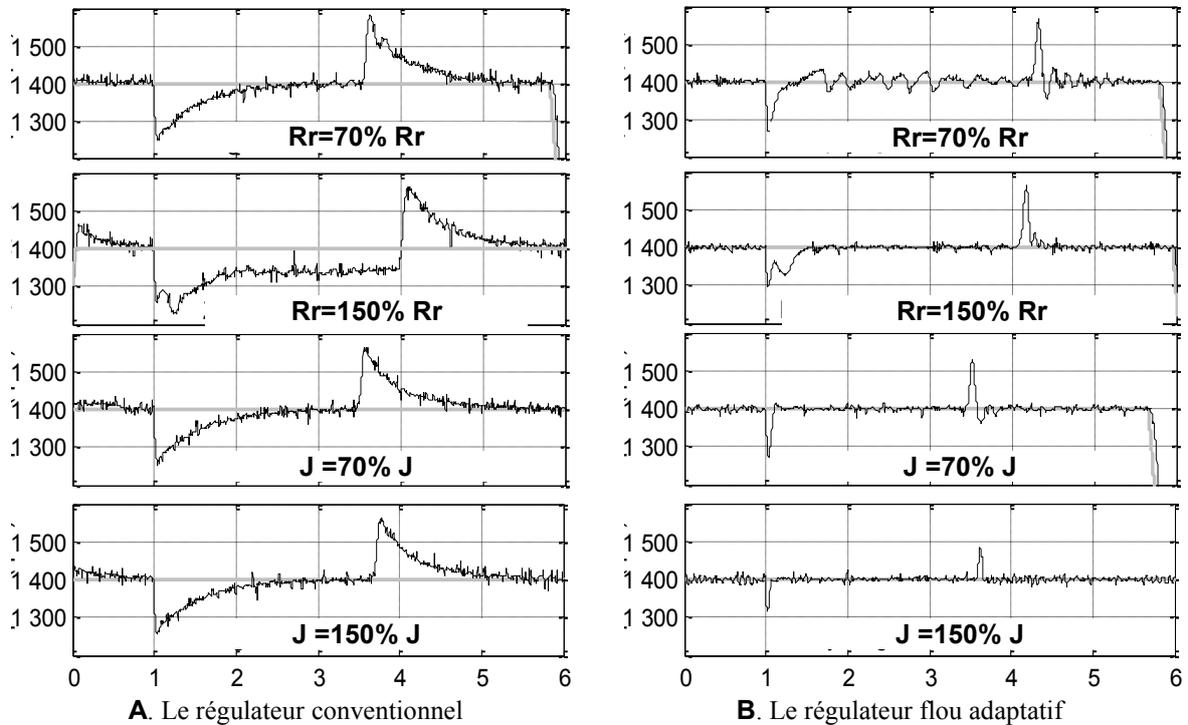


Figure (VI.11) Résultats expérimentaux comparatifs pour les tests de variations paramétriques pour la structure *Ziegler-Nichols*.

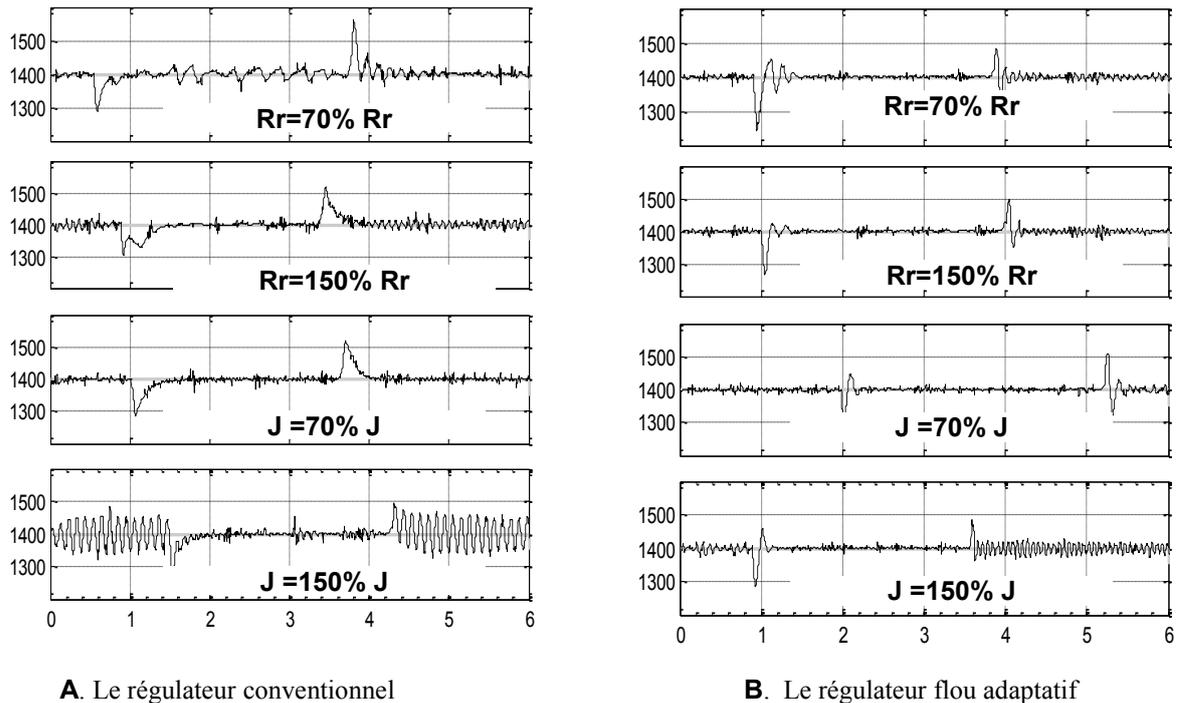


Figure (VI.12) Résultats expérimentaux comparatifs pour les tests de variations paramétriques pour le régulateur *PI*.

V.7 Conclusion

Nous avons mis l'accent sur l'importance des structures en cascade qui permettent surtout la limitation de la grandeur de commande afin de préserver, des surintensités, le moteur et le dispositif qui l'alimente. Pour la boucle interne de courant, un correcteur *PI* a été mis en place. Ce dernier a été dimensionné par la méthode de compensation du zéro du correcteur par le pôle de la dynamique du courant. L'utilisation du système de développement en temps réel (*Dspace 1104*) a permis l'implantation des algorithmes élaborés, de tester leurs performances dynamiques et d'évaluer par la suite leurs efficacités. Les régulateurs classiques *PI*, *IP* et celui de *Ziegler nichols*, les tests ont été implantés pour les mêmes conditions. Le contrôleur flou adaptatif a été de la même façon implanté et a aussi donné une amélioration de performances dynamiques pour les régimes transitoires relatifs à tous les essais et le découplage a été maintenu.

V.8 Références bibliographiques

[Mob 01] Barak Nahid Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants: méthodes, convergences, robustesse, identification "en ligne" des paramètres" Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, Décembre 2002.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire propose une contribution à l'utilisation de nouvelles techniques dans la commande d'un moteur asynchrone à savoir la commande floue particulièrement, sur l'asservissement de la vitesse du moteur dont l'objectif principal consiste à:

- Améliorer les performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-*MAS* et augmenter la robustesse de sa commande,
- Appuyer sa position dans le monde des actionneurs et entraînements électriques.

Pour se faire, l'étude est centrée sur la comparaison des résultats obtenus en simulation avec ceux obtenus expérimentalement.

En ce qui concerne l'élaboration des lois de commande et les différents tests de leurs performances par simulation numérique, à partir d'un modèle de Park (*dq*) basé sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices classiques, il a été possible d'étudier plusieurs structures de régulation, de proposer et d'appliquer des algorithmes de commande, dans le but d'améliorer les performances d'asservissement, puis dévaluer leurs efficacités par simulation sous *Matlab/Simulink*.

Sur le plan matériel, le banc de test comprend un contrôleur numérique du type *Dspace 1104*, un onduleur de tension fonctionnant en *MLI*, équipé de modules pour la mesure des courants et tensions.

La présentation de différentes structures classiques afin d'exploiter des approches de commande traditionnelles basées sur les corrections de type *PI* et empirique (*zigler-nichols*), et de les appliquer pour commander vectoriellement la machine. Nous avons essayé de les présenter d'une manière suffisamment complète et synthétique pour permettre de les implanter, aisément, en temps réel. Ces structures classiques ont été étudiées, testées puis mises en œuvre.

Une partie importante est concernée par la présentation de la théorie de la logique floue et des ensembles flous dans un souci d'introduire le contrôleur flou adaptatif utilisé. Pour ce faire, des tests de simulation suivie d'une validation expérimentale ont été développés.

Nous avons constamment cherché à réduire la complexité des calculs de manière à pouvoir intégrer ces algorithmes dans l'environnement *Simulink* afin de les valider expérimentalement. Cette partie de travail, montre l'importance de cette approche confirmée par les résultats obtenus.

Le tableau 1 récapitule les caractéristiques du réglage de chacun des correcteurs choisis. D'après ce tableau, on pourra affirmer que les correcteurs classiques donnent des performances assez satisfaisantes s'ils sont convenablement choisis.

Nos réflexions et nos études nous conduisent à présenter quelques perspectives à ce travail.

L'extension des résultats de ce travail vers: l'utilisation de ces technique pour la commande sans capteur.

L'utilisation en parallèle avec d'autres techniques d'intelligence artificielle telles que les réseaux de neurones et plus précisément la commande hybride neuro-floue où il y a déjà un développement au niveau de la simulation.

La commande *RST* a fait aussi l'objet de notre travail, elle peut représenter une solution pouvant apporter beaucoup d'amélioration à notre système.

Contrôleur	Temps de montée [s]	Temps de réponse [s]
Résultats expérimentaux		
IP	0.1430	0.2070
IP flou adaptatif	0.0580	0.0780
PI	0.1110	0.1600
PI flou adaptatif	0.0710	0.1140
Zieg Nichols	0.3690	0.5900
Zieg Nichols flou adaptatif	0.0630	0.0790
Résultats de simulation		
IP	0.1490	0.2050
IP flou adaptatif	0.0591	0.0800
PI	0.1330	0.1750
PI flou adaptatif	0.0710	0.1140
Zieg Nichols	0.0859	0.4103
Zieg Nichols flou adaptatif	0.0741	0.0974

Caractéristiques de la machine du laboratoire LAII

Machine type LS90, LEROY SOMER	P= 1.1 kW
Nombre de paire de pôles	p=2
Tension nominale	400/230 V
Courant nominal	2.6/4.3 A
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = 0.85 / 0.82$
Vitesse nominale	$\omega = 1425$ tr/min
Nombre d'encoches statoriques	48
Nombre de barres au rotor	28
Nombre de spires par phase	464

Paramètres	Valeurs
Puissance	1.1 kW
Fréquence	50 Hz
Nombre de pôles	4
Inductance Magnétique Lm	0,4475 H
Inductance statorique Ls	0,4718 H
Inductance rotorique Lr	0,4718 H
Résistance statorique Rr	9,6500 Ω
Résistance rotorique Rr	4,3047 Ω
Moment d'inertie J	0,0293 Kg.m ²
Coefficients de frottement f	0,013 Kg.m/s.

Description du banc d'essais expérimental

Le banc d'essai a été développé au laboratoire LAll de Poitiers. La maquette expérimentale est constituée de :

- d'une machine asynchrone LS 90 à cage d'écureuil LEROY SOMER de 1,1 kW, à deux paires de pôles et disposant de différents rotors interchangeable,
- d'une alimentation modulable a base d'un onduleur triphasé à IGBT instrumenté permettant de réaliser les différentes structures d'alimentation (scalaire, vectorielle, en courant,...),
- d'une machine à courant continu fonctionnant en génératrice accouplée à la machine asynchrone pour lui servir de charge,
- d'un système de commande et d'acquisition (carte Dspace),
- d'un module de mesure des signaux électriques avec un filtrage anti repliement analogique type Butterworth d'ordre 4 de fréquence de coupure égale à 500Hz.

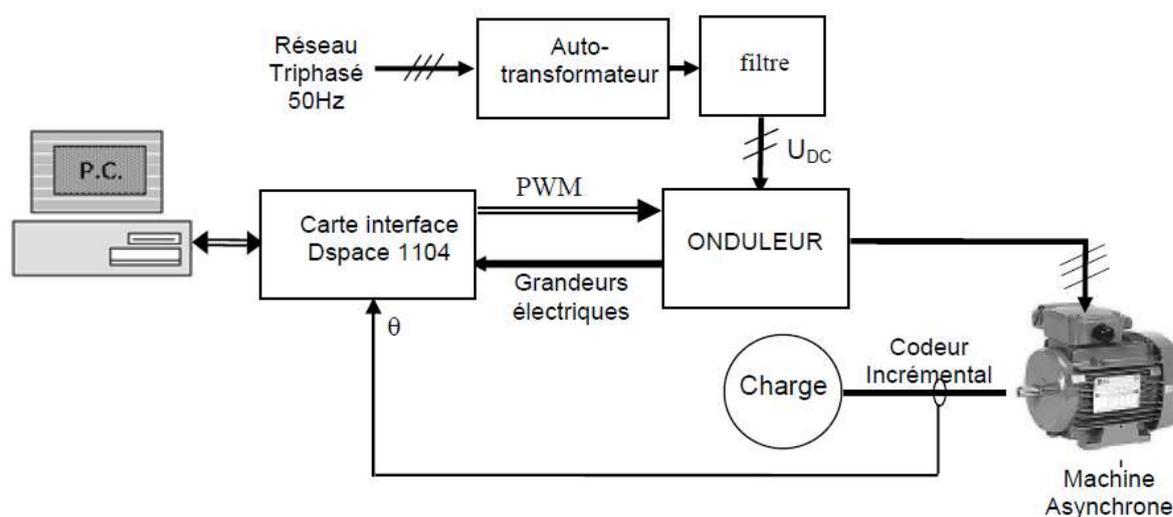


Figure A.2.1 : Synoptique du banc d'essais

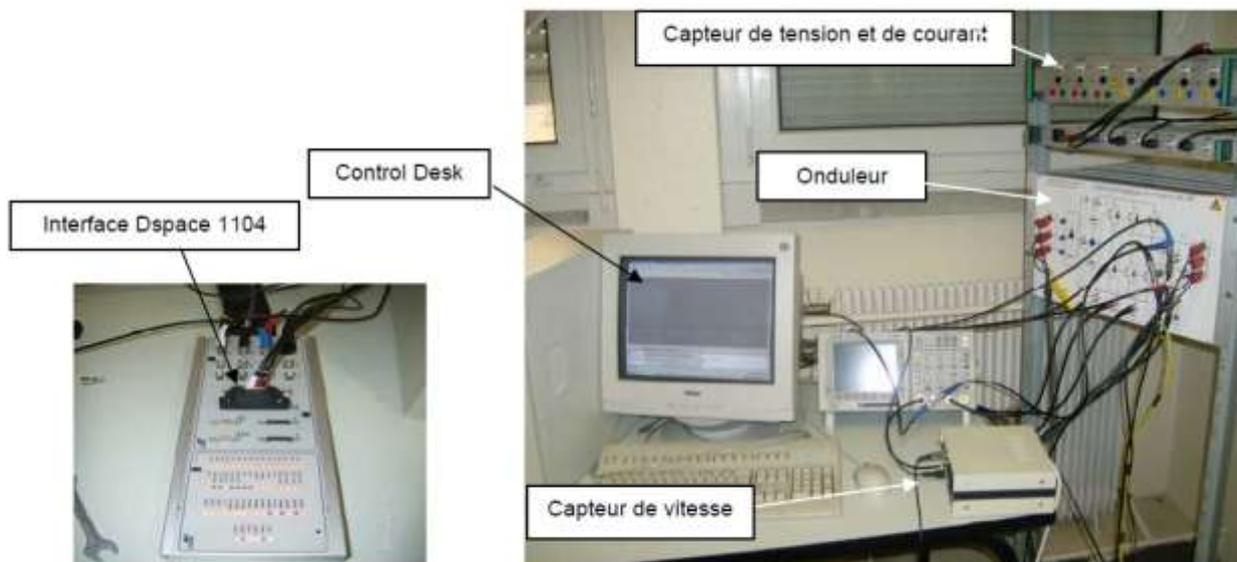
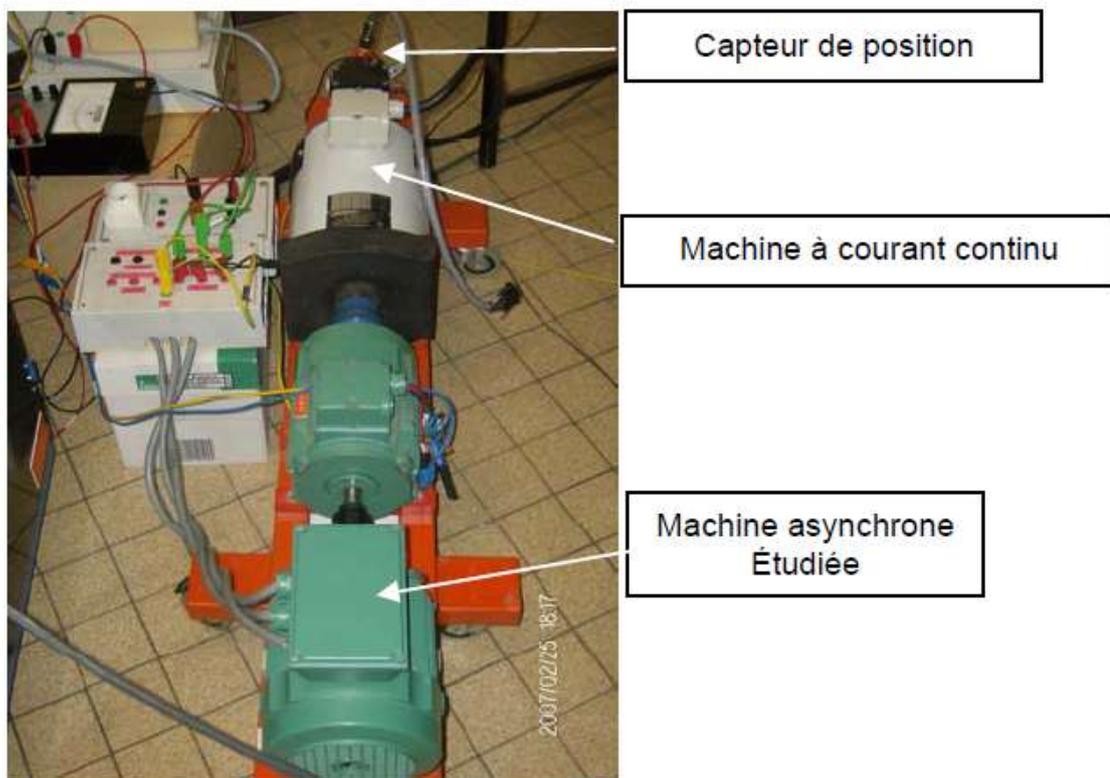


Figure A.2.2 : Photos des éléments du banc d'essai expérimental

C.1 Description du dialogue interne

Cette carte, exploitée essentiellement dans le traitement en temps réel, est à base d'un processeur maître «PowerPC 603^e» et d'un processeur numérique de signal «TMS320F240 DSP» et leurs interfaces Entrées/Sorties. L'illustration suivante Figure(C.1) donne une vue d'ensemble de l'architecture et les unités utilitaires de la carte DS1104.

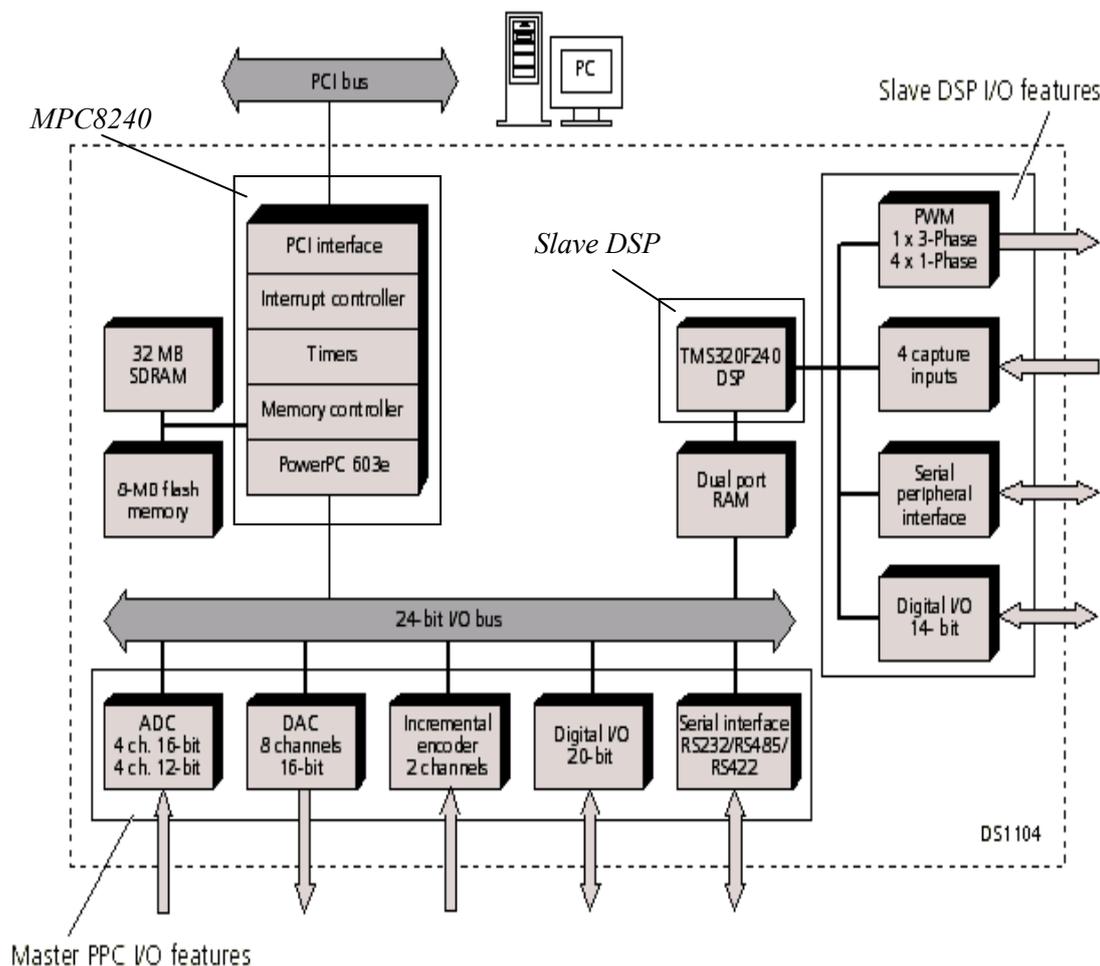


Figure (C.1): Synoptique de la carte DSP DS 1104.

C.1.1 Caractéristiques de la vue d'ensemble

L'unité de traitement principal de la carte DS1104 est le «MPC8240» est constituée de:

- **Master PPC:** est le «PowerPC 603^e» qui gère la communication entre la carte et le PC. Il est caractérisé par ses nombreuses unités Entrées/Sorties.
- **Interrupt controller:** représente les supports matériels et logiciels qui contrôlent les Entrées/Sorties.
- **Memory:** comprend une SDRAM et une mémoire flash.
- **Timers:** fournissent une horloge du taux de l'échantillon, un contrôle de la base du temps, et quatre horloges polyvalentes.

- **PCI interface:** utilisée pour l'installation de la carte *DS1104* en téléchargeant des programmes et transférant les données au *PC*.

La carte *Ds1104* est équipée aussi d'un processeur esclave «*Slave DSP*» caractérisé par des unités *Entrées/Sorties* supplémentaires.

C.1.2 Caractéristiques de la carte

C.1.2.1 Master *PPC*

Le microprocesseur maître de la carte *DS1104 PowerPC 603e* «*Master PPC*» dont la fréquence de calcul est de *250 MHz* «*CPU*», contient une mémoire cache *2 x 16 KB*.

Le **Maître *PPC*** contrôle aussi les *Entrées/Sorties* suivantes de la carte *DS1104*:

- convertisseur *A/N*: - 4 voies multiplexées de résolution *16bits*.
- 4 voies parallèles de résolution *12 bits*.
- Entrée de ± 10 V.
- convertisseur *N/A*: -8 voies de 16 bits de résolution.
-Sortie de ± 10 V.
- E/S numériques: -*20 bits* parallèle *E/S*.
- niveaux TTL output/input.
- Interface codeur incrémental: -2 voies (*2*24bits*).
-Fréquence maximale à l'entrée de *1.65MHz*
- Interface série: *RS232/RS422/RS485*.

C.1.2.2. Slave *DSP*

Le processeur numérique de signal esclave de la carte *DS1104* est un sous-système «*Texas Instruments TMS320F240 DSP*» dont la fréquence de calcul est de *20 MHz*. Il possède une mémoire *flash* de *32 KB* et un port double (*DPMEM*) utilisé pour la communication avec le maître *PPC*.

DSP esclave fourni également les *Entrées/Sorties* suivantes

- Une sortie *PWM*.
- Deux Interfaces série.
- Entrées/Sorties *14bits* numériques *TTL*.

C.1.2.2. Interruptions disponibles

La carte *DS1104* fournit l'accès à plusieurs systèmes tels que l'horloge, les appareils externes etc...

Le contrôleur d'interruption du Maître *PPC* détecte les interruptions qui proviennent de l'extérieur à une fréquence d'horloge de *64 MHz*.

Les interruptions disponibles sont les suivantes:

- Interruption de fin de conversion analogique numérique.
- Interruption d'index de l'encodeur.

- Interruption d'appareil externe.
- Interruption quand les horloges sont remises à zéro.
- Interruption de l'interface série.
- Interruption de l'esclave *DSP* au maître *PPC*.
- Interruption *PWM* de l'esclave *DSP*.

C.1.2.3. Mémoire

La carte *DS1104* est équipée de deux sections de mémoires:

- Mémoire globale: 32 *Mbits* synchrone *DRAM (SDRAM)* pour les applications et les données.
- Mémoire flash: 8 *Mbits*, divisée en 4 blocs de 2 *Mbits* chacun dont 6.5 *Mbits* utilisées pour une application spécifique et 1.5 *Mbits* réservées pour le microprogramme utilisant 8 *bits* d'accès par le maître *PPC*.

C.1.2.4. Horloges «Timers»

La carte *DS1104* est équipée de 6 circuits d'horloges pilotés par une horloge mère dont la fréquence est connue sous le nom de *BCLK*.

C.1.2.5. L'interface *PCI*

La carte *DS1104* fournit une interface *PCI* qui exige une alimentation de 5V. L'interface *PCI* a les caractéristiques suivantes:

- Accès au *PC* par une fréquence de 33 *MHz* utilisée pour l'installation de la carte *DS1104* en téléchargeant des programmes et en transférant les données au *PC*.
- Génération d'une ligne d'interruption bidirectionnelle : en effet à travers cette ligne, le *PC* peut envoyer des demandes d'interruption au maître *PPC* et vice versa. Le *PC* et le maître *PPC* peuvent diriger l'état de la ligne d'interruption pour détecter la fin de la demande d'interruption.

C.1.3 Vue d'ensemble de la bibliothèque *RTlib 1104*

La bibliothèque de l'interface temps réel «*Real-Time Interface (RTI)*» de la carte *DS1104* «*RTlib1104*» fournit les blocs *RTI* qui facilitent la manipulation des *E/S* de la carte *DS1104* dans les modèles *Simulink*. Ces blocs *RTI* sont conçus pour spécifier la situation du matériel en temps réel. En outre, la bibliothèque peut fournir des blocs *RTI* supplémentaires avec des modèles et toutes les informations utiles.

C.1.4. Le logiciel «Control Desk»

Le «Control Desk», représente le logiciel de l'expérience de la carte *Dspace 1104* fourni des fonctions pour contrôler, visualiser et automatiser des expériences. Le «Control Desk» standard est disponible en deux versions:

- la version de promoteur qui donne les fonctionnalités de tous les traits du *Control Desk*,
- la version de l'opérateur qui protège les expériences contre les changements non autorisés.

C.1.4.1. Le *Control Desk* standard

Le «Control Desk» est constitué de plusieurs blocs:

- Directeur de l'expérience (*Experiment manager*): il assure la gestion de données logiques pour contrôler toutes les données de l'expérience pertinente. Une expérience peut être chargée comme un ensemble de données dans une seule opération. Le contenu de l'expérience peut être défini par l'utilisateur. Pour utiliser «*experiment manager*» du *Control Desk*, il faut d'abord créer une expérience qui sera la base de toute application supplémentaire.
- Directeur de la plate-forme (*Platform manager*): il permet d'enregistrer en temps réel les entrées fournies par la carte *Dspace 1104* et de configurer la plate-forme enregistrée. De plus, le Directeur de Plate-forme permet de manier des applications sur une plate-forme spécifique.
- Editeur d'instruments: il offre une variété d'instruments virtuels pour construire et configurer des panneaux virtuels selon nos besoins (gain variable, traceur de courbe etc...).
- Editeur de paramètres (*Parameter editor*): le «Control Desk» fournit l'éditeur de paramètres qui nous permet d'enregistrer, changer et modifier des ensembles de paramètres. Ces paramètres sont utilisés pour optimiser le comportement du modèle de contrôle et initialisent aussi le modèle.
- Editeur de code source (*Source code editor*): l'éditeur de code source supporte les dossiers écrits en langage *C* ou en python et tous autres dossiers en format *ASCII*. L'éditeur est optimisé pour programmer en *C* ou en python.

C.1.4.2. Termes et définitions

Dans cette partie, on présente quelques descriptions et définitions des termes de base utilisés dans le control desk:

- Application : le dossier exécutable qui contient l'application de la simulation est appelé «*application*». Pour le panneau temps réel (*real-time board*), c'est un fichier *.obj*, *.ppc*. Pour la simulation (*Simulink*), c'est un fichier *.mdl*.
- Expérience (*Experiment*): une expérience comprend tous les dossiers qui appartiennent à une session du Control Desk:
 - Données de la gestion de l'expérience y compris une description de l'expérience des informations sur la version et sur l'auteur, une explication textuelle de l'expérience et une description graphique.

- Tous les dossiers reliés à l'expérience: panneau d'instruments (*instrument panel*), données des paramètres (*parameter data*), résultats de la simulation et dossiers externes y compris les dossiers du modèle et la documentation (en tant que commentaires).

Ces dossiers peuvent être ajoutés ou enlevés d'une expérience un par un.

- Fenêtres de disposition et panneau d'instruments (*layout windows and instrument panel*): l'instrumentation fournit un ensemble d'instruments puissants. Ils sont conçus pour diriger et/ou contrôler d'une façon interactive des variables ou exposer les données acquises. Les instruments peuvent être arrangés librement en une fenêtre ou plus, appelées des fenêtres de disposition. Tout ensemble d'instruments dans la fenêtre de disposition et connecté à la variable correspondante, est appelé panneau virtuel.

C.1.4.3. Les types de fichiers utilisés par le *Control Desk*:

Le tableau suivant présente une description des extensions.

Extension	Description
.cdx	C'est un fichier créé par « <i>experiment manager</i> ». Il contient les liens vers tous les fichiers reliés à l'expérience.
.con	Ce fichier, créé par « <i>instrumentation navigator</i> », décrit les connexions entre les instruments et les variables.
.lay	Ce fichier contient des informations sur l'instrument: sa position, ses dimensions.
.mat	Ce fichier est utilisé pour sauvegarder les références des données « <i>référence data</i> ».
.mdl	Ce fichier en format <i>ASCII</i> contient des mots clés et les valeurs des paramètres décrivant le modèle <i>simulink</i> . Il est créé par « <i>simulink interface</i> ».
.par	C'est un fichier créé par « <i>variable browser</i> ». Il contient la description, le type et les valeurs des paramètres du modèle <i>simulink</i> .
.trc	C'est un fichier qui décrit les variables définies dans le modèle <i>simulink</i> associé. Il est généré par <i>RTI</i> .
.sdf	Lorsqu'on construit une application avec <i>RTI</i> , le fichier <i>.sdf</i> est généré automatiquement par <i>RTI</i> . Il décrit les dossiers qui vont être chargés aux composants individuels de la plate forme de la simulation.
.ppc	C'est le fichier exécutable.

Tableau2.2: Description des extensions.